

- 1 -

## 明 細 書

変調装置、移動通信システム、変調方法、及び通信方法

技術分野

本発明は、変調装置、移動通信システム、変調方法、及び通信方法に関し、特に、線形パワーアンプを用いることなく、2005年施行のFCC規則に適合することができる変調装置、移動通信システム、変調方法、及び通信方法に関する。

背景技術

従来、米国の陸上移動通信（LMR：Land Mobile Radio）システムは、各チャンネルに周波数を25kHzあるいは30kHzという非常に広いチャンネル間隔（Channel Spacing）で割り当てていたため、スペクトル効率が非常に低かった。このスペクトル効率の向上を図るため、米国の連邦通信委員会（FCC：Federal Communications Commission）は、チャンネル間隔を1997年から従来の半分の12.5kHzとすることをFCC規則に定めた。これにより、LMRシステムは、25kHz又は12.5kHzのチャンネル間隔（Channel Spacing）で運用されることとなった。この点については、文献：FCC Rule (Title 47 Code of Federal Regulations PART 90 Private Land Mobile Radio Services)に説明されている。

また、さらなるスペクトル効率の向上を図るべく、2005年には、チャンネル間隔を現在の半分の6.25kHzとするFCC規則が施行される。このため、2005年の施行に合わせて、6.2

5 k H z のチャンネル間隔でも運用可能な L M R システムを開発する必要がある。

この 2 0 0 5 年から施行される F C C 規則には、6 . 2 5 k H z 帯域あたり 1 つの音声チャンネルを運用可能なスペクトル効率を有することと、データの送信を行う場合に、6 . 2 5 k H z 帯域あたり 4 8 0 0 b p s 以上の伝送速度を有することと、が L M R システムの条件として規定されている。6 . 2 5 k H z 帯域あたり 1 つの音声チャンネルを運用可能にすることは、アクセス方式として、6 . 2 5 k H z 帯域での F D M A (Frequency Division Multiple Access) 方式、又は 2 5 k H z 帯域で 4 スロットの T D M A (Time Division Multiple Access) 方式を採用することによって実現できる。また、近年、音声データに加えて文字データ等を送信することが一般的になってきているため、2 0 0 5 年の F C C 規則の施行に向けて開発される L M R システムは、音声データのみならず、文字データ等をも通信可能であることが望ましい。

まず、現在の 1 2 . 5 k H z のチャンネル間隔に対応した L M R システムの規格を定めた F C C 規則について説明する。F C C 規則 (Title 47 Part 90.210 Emission masks) は、各帯域に対応したエミッションマスク (Emission Mask) について規定しており、1 2 . 5 k H z の帯域に対しては、下記第 1 表及び第 1 図に示す特性を有するマスク D (Mask D) が規定されている。

第 1 表

Displacement Frequency Range	Attenuation (dB)
$f_d < 5.625 \text{ kHz}$	0
$5.625 \text{ kHz} < f_d < 12.5 \text{ kHz}$	$7.27 (f_d - 2.88)$
$f_d > 12.5 \text{ kHz}$	70 or $50 + 10 \log_{10} (P)$ whichever the lesser ATT

ここで、 $f_d$  は中心周波数からの離調周波数 (Displacement Frequency Range) で単位は  $\text{kHz}$  であり、 $P$  は送信出力で単位は  $\text{W}$  である。

現在の  $12.5 \text{ kHz}$  のチャンネル間隔に対応した LMR システムは、アナログ音声信号を FM (Frequency Modulation) 変調 (アナログ FM 変調) して送信するものがほとんどであり、その音声帯域、及び最大周波数偏移は、下記第 2 表に示すようになる。

第 2 表

変調方式	FM 変調
音声帯域	$0.3 \sim 3 \text{ kHz}$
最大周波数偏移	$\pm 2.5 \text{ kHz}$ 偏移

また、APCO (Association of Public Safety Communications Officials) において Project 25 として検討され、その後、TIA (Telecommunications Industry Association) により標準規格 (TIA102) として制定された変調方式 (APCO P25 Phase 1 変調方式、以下「P25 - P1 変調方式」という) も、 $12.5 \text{ kHz}$  のチャンネル間隔に対応した LMR システムの変調方式として使用されている。この変調方式は、ベースバンドのデジタル信号を 4 値

F S K 変調にて伝送する方式であり、その伝送速度、シンボルレート、ベースバンドフィルタ、及び公称周波数偏移は、下記第 3 表に示すようになる。

第 3 表

伝送速度	9600 bps
シンボルレート	4800 symbol/s
ベースバンドフィルタ	送信 : $\alpha = 0.2$ の Raised Cosine 特性の フィルタと Shaping フィルタ とを組み合わせたフィルタ 受信 : 積分放電フィルタ
変調方式	4 値 FSK 変調
公称周波数偏移	4 つの シンボルレベル ( $\pm 3, \pm 1$ ) のそれぞれに対して、 $+3 = +1.8 \text{ kHz}$ , $+1 = +0.6 \text{ kHz}$ , $-1 = -0.6 \text{ kHz}$ , $-3 = -1.8 \text{ kHz}$ の 偏移

アナログ F M 変調方式を使用するときのエミッションスペクトルを測定する場合、変調周波数を 2.5 kHz に設定し、最大周波数偏移の 50 % が得られる変調信号レベルから 16 dB 上昇させたレベルにて変調をかけて測定することが、測定条件として F C C 規則に規定されている。この条件を満たすように設定したときのエミッションスペクトルの波形とエミッションマスク（マスク D）とを第 2 図に示す。第 2 図に示すように、エミッションマスクは、2.5 kHz の高次の成分のラインとほぼ同じレベルになるように規定されている。

P 2 5 - P 1 変調方式において、変調信号として擬似ランダムデータを使用して測定したエミッションスペクトルの波形と、エミッションマスク（マスク D）と、を第 3 図に示す。測定されたエミッションスペクトルは、変調信号として擬似ランダムデータが使用されているため、第 3 図に示すように、均一に分散したスペクトル形状となり、さらに、マスク D に適合している。

また、擬似ランダムデータではなく、シンボルが + 3 と - 3 となるデータ、即ち、偏移が + 1.8 kHz と - 1.8 kHz となるデータを使用して測定したときの、エミッションスペクトルの波形と、エミッションマスク（マスク D）と、を第 4 図に示す。シンボルレートが 4800 symbol/s であり、矩形波がベースバンドフィルタで正弦波に整形されることから、測定されるエミッションスペクトルは、2.4 kHz の正弦波にて、ある値の周波数偏移を持って FM 変調をかけたスペクトルと等価なものとなる。測定されたエミッションスペクトルは、第 4 図に示すように、2.4 kHz の整数倍の周波数にピークを持ち、その 3 次及び 4 次の成分は、マスク D からわずかに外れている。

FCC 規則には、6.25 kHz の帯域に対しては、下記第 4 表及び第 5 図に示す特性を有するマスク E（Mask E）が規定されている。

第 4 表

Displacement Frequency Range	Attenuation (dB)
$fd < 3.0 \text{ kHz}$	0
$3.0 \text{ kHz} < fd < 4.6 \text{ kHz}$	65 or $30 + 16.67 (fd - 3)$ or $55 + 10 \log_{10} (P)$ whichever the lesser ATT
$fd > 4.6 \text{ kHz}$	65 or $55 + 10 \log_{10} (P)$ whichever the lesser ATT

エミッションスペクトルをマスク E に適合させるべく、変調方式としてアナログ変調 FM 変調方式を適用する場合と、P25 - P1 変調方式を適用する場合と、を考察してみる。

過去、チャンネル間隔が 25 kHz から 12.5 kHz に改正されたときは、アナログ変調 FM 変調方式における周波数偏移を 5 kHz 偏移から 2.5 kHz 偏移に変更することにより、エミッショ

ンスペクトルを、FCC規則が定めるエミッションマスク（マスクD）に適合させることができた。この例に倣って、周波数偏移を2.5 kHz 偏移から1.25 kHz 偏移に変更して測定した場合（変調周波数2.5 kHz）のエミッションスペクトルの波形と、エミッションマスク（マスクE）と、を第6図に示す。測定されたエミッションスペクトルは、第6図に示すように、明らかにエミッションマスクに適合していない。

また、P25-P1変調方式において、伝送速度と周波数偏移とを、チャンネル間隔が12.5 kHzのときの半分とし、変調信号として疑似ランダムデータを使用した場合のエミッションスペクトルの波形とエミッションマスク（マスクE）とを第7図に、変調信号としてシンボルが交互に±3となるデータを使用した場合のエミッションスペクトルの波形とエミッションマスク（マスクE）とを第8図に、それぞれ示す。

第7図に示すエミッションスペクトルは、均一に分散しているため、一見すると、エミッションマスクに適合しているようにも見えるが、実際は、第8図に示すように、エミッションスペクトルは、エミッションマスクに適合していない。

このように、現在、12.5 kHzのチャンネル間隔に対応したLMRシステムに適用されている変調方式の伝送速度、周波数偏移等のパラメータを単に半分にするだけでは、エミッションスペクトルをエミッションマスク（マスクE）に適合させることはできない。

次に、LMRシステムに他の変調方式を使用して、エミッションスペクトルをエミッションマスク（マスクE）に適合させることを検討してみる。例えばAPCO P25 Phase 2規格の変調方式（以下

「P 2 5 - P 2 変調方式」という) を、L M R システムに適用した場合を検討してみる。この P 2 5 - P 2 変調方式は、P 2 5 - P 1 変調方式のデータフォーマットをそのままに、送信側の変調方式を  $\pi/4$  Q P S K 変調方式に変更したものである。この変調方式の伝送速度、シンボルレート、ベースバンドフィルタ、位相偏移は、下記第 5 表に示すようになる。

第 5 表

伝送速度	9600 bps
シンボルレート	4800 symbol/s
ベースバンド フィルタ	送信 : $\alpha = 0.2$ の Raised Cosine 特性のフィルタ 受信 : 積分放電フィルタ
変調方式	$\pi/4$ QPSK 変調
位相偏移	4 つのシンボルレベル( $\pm 3, \pm 1$ )のそれぞれに対して、 $+3 = +3/4 p$ , $+1 = +1/4 p$ , $-1 = -1/4 p$ , $-3 = -3/4 p$ の偏移

擬似ランダムデータを P 2 5 - P 2 変調方式にて変調した場合に測定されたエミッションスペクトルの波形と、エミッションマスク (マスク E) と、を第 9 図に示す。P 2 5 - P 2 変調方式が  $\pi/4$  Q P S K 変調方式に基づくものであることから、第 9 図に示すように、測定されたエミッションスペクトルは、帯域外で急峻に減衰するという特性を有し、伝送速度が 9 6 0 0 b p s でありながらエミッションマスク (マスク E) に適合している。

しかしながら、 $\pi/4$  Q P S K 変調方式は、線形変調方式であることから以下の問題が生じる。

現在の L M R システムで使用されている非線形のパワーアンプを使用することができない。また、L M R システムで線形のパワーアンプを使用するためには、リニアライザ等の付加回路が必要となるため、スペース、コストが上昇してしまう。さらに、線形のパワー

アンプは、非線形のパワーアンプよりも効率が低下して消費電流が増加するため、L M R システムを構成する無線装置での発熱が問題となり、またさらに、ポータブルタイプのものでは、電池で駆動するため、運用時間が減少してしまう。

現時点において、従来の非線形のパワーアンプと同じ出力電力で同等な効率を持つ線形のパワーアンプは、開発されておらず、加えて非線形のパワーアンプと同等な実装スペースやコストにすることも非常に困難である。このため、P 2 5 - P 2 変調方式に代表されるような線形変調方式を、6 . 2 5 k H z のチャンネル間隔に対応したL M R システムに適用することは、現実的ではない。

本発明は、上記課題を解決するためになされたものであって、線形パワーアンプを用いることなく、2 0 0 5 年施行のF C C 規則に適合することができる変調装置、移動通信システム、変調方法、及び通信方法を提供することを目的とする。

#### 発明の開示

上記発明目的を達成するために、本発明は、多値シンボルを、毎秒2 4 0 0 シンボル伝送する速度にて、データ通信を行う移動通信システムにおける変調装置を提供するものであって、この変調装置は、入力された多値シンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力するベースバンドフィルタと、前記ベースバンドフィルタから入力された波形信号の振幅の大きさに応じて、出力信号の周波数を偏移させて変調する周波数偏移変調手段とを備え、前記周波数偏移変調手段は、最大の絶対値を有するシンボルが入力されるときに、出力信号が0 . 8 2 2 [ k H z ] ないし0 . 9 5 2 [ k H z ] の範囲内の周波数偏移の絶対値を有するように調整されている。



上記目的を達成するために、本発明の第1の観点にかかる変調装置は、 $2400 \times (n+1)$  ( $n$ : 自然数) [bps] の伝送速度で、データ通信を行う移動通信システムにおける変調装置であって、所定データを符号化して生成された2値信号を  $(n+1)$  ビットずつ順次、 $(2^{(n+1)} + 1 - 2k)$  ( $1 \leq k \leq 2^{(n+1)}$ ) からなる  $2^{(n+1)}$  値のシンボルに変換して出力するシンボル変換手段と、前記シンボル変換手段から入力されたシンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力するベースバンドフィルタと、前記ベースバンドフィルタから入力された波形信号の振幅の大きさに応じて、出力信号の周波数を偏移させて変調する周波数偏移 (F M : Frequency Modulation) 変調手段と、を備えるよう構成される。前記シンボル変換手段から  $\pm (2^{(n+1)} - 1)$  のシンボルが出力されたとき、前記周波数偏移変調手段からの出力信号の周波数偏移が、 $\pm 0.822$  [kHz] 乃至  $\pm 0.952$  [kHz] の範囲内の値をとるよう設定される。

上記変調装置において、前記ベースバンドフィルタは、ナイキスト (Nyquist) フィルタであってもよい。

また、上記目的を達成するために、本発明の第2の観点にかかる移動通信システムは、 $2400 \times (n+1)$  ( $n$ : 自然数) [bps] の伝送速度で、データの送信を行う送信装置と、該送信装置から送信されたデータを受信する受信装置と、を備える移動通信システムであって、前記送信装置は、所定データを符号化して2値信号を生成する符号化手段と、前記符号化手段により生成された2値信号を  $(n+1)$  ビットずつ順次、 $(2^{(n+1)} + 1 - 2k)$  ( $1 \leq k \leq 2^{(n+1)}$ ) からなる  $2^{(n+1)}$  値のシンボルに変換し

て出力するシンボル変換手段と、前記シンボル変換手段から入力されたシンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力する第1のベースバンドフィルタと、前記第1のベースバンドフィルタから入力された波形信号の振幅の大きさに応じて周波数を偏移させて変調した信号を前記受信装置に送信する周波数偏移（F M : Frequency Modulation）変調手段と、を含み、前記受信装置は、前記送信装置から送信され、受信した信号を復調して $2^{(n+1)}$ 値信号を出力する復調手段と、前記復調手段から出力された $2^{(n+1)}$ 値信号の不要周波数成分を遮断して出力する第2のベースバンドフィルタと、前記第2のベースバンドフィルタから入力された $2^{(n+1)}$ 値信号を $(n+1)$ ビットの2値信号に順次変換して出力する2値信号変換手段と、前記2値信号生成手段から入力された2値信号を復号化して前記所定データを出力する復号化手段と、を含むよう構成される。そして、前記シンボル変換手段から $\pm(2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルが出力されたとき、前記周波数偏移変調手段から出力される信号の周波数偏移が、 $\pm 0.822$  [kHz] 乃至 $\pm 0.952$  [kHz] の範囲内の値をとるよう設定される。

上記移動通信システムにおいて、前記第1及び第2のベースバンドフィルタは、ナイキスト（Nyquist）フィルタであってもよい。

また、上記移動通信システムにおいて、前記第1のベースバンドフィルタは、ルートレイズドコサイン（Root Raised Cosine）フィルタと、s i n c フィルタと、から構成され、前記第2のベースバンドフィルタは、ルートレイズドコサイン（Root Raised Cosine）フィルタと、前記 s i n c フィルタの逆特性を有する  $1 / \text{s i n c}$

フィルタと、から構成され、前記 $\pm (2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルの公称周波数偏移は、前記周波数偏移変調手段から出力される信号の周波数偏移の $\pi / 2 \sqrt{2}$  倍の値に設定されていてもよい。

さらに、上記移動通信システムにおいて、前記第1及び第2のベースバンドフィルタは、ルートレイズドコサイン (Root Raised Cosine) フィルタから構成され、前記 $\pm (2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルの公称周波数偏移は、前記周波数偏移変調手段から出力される信号の周波数偏移の $1 / \sqrt{2}$  倍の値に設定されていてもよい。

また、上記移動通信システムにおいて、前記第1のベースバンドフィルタは、レイズドコサイン (Raised Cosine) フィルタと、 $1 / \text{sinc}$  フィルタと、から構成され、前記第2のベースバンドフィルタは、前記 $1 / \text{sinc}$  フィルタの逆特性を有する $\text{sinc}$  フィルタから構成され、前記 $\pm (2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルの公称周波数偏移は、前記周波数偏移変調手段から出力される信号の周波数偏移の $2 / \pi$  倍の値に設定されていてもよい。

さらに、上記目的を達成するために、本発明の第3の観点にかかる変調方法は、 $2400 \times (n+1)$  ( $n$ : 自然数) [bps] の伝送速度で、データ通信を行う移動通信システムにおける変調方法であって、所定データを符号化して生成された2値信号を $(n+1)$  ビットずつ順次、 $(2^{(n+1)} + 1 - 2k)$  ( $1 \leq k \leq 2^{(n+1)}$ ) からなる $2^{(n+1)}$  値のシンボルに変換して出力するシンボル変換工程と、前記シンボル変換工程から入力されたシンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力する工程と、入力された波形信号の振幅の大きさに応じて、出力信号の周波数を偏移させて変調する周波数偏移 (FM: Frequency Modulation) 変調

工程と、を含み、前記シンボル変換工程から $\pm (2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルが出力されたとき、前記周波数偏移変調工程からの出力信号の周波数偏移が、 $\pm 0.822$  [kHz]乃至 $\pm 0.952$  [kHz]の範囲内の値をとるよう設定される。

さらに、上記目的を達成するために、本発明の第4の観点にかかる通信方法は、 $2400 \times (n+1)$  ( $n$ : 自然数) [bps]の伝送速度で、データの送信を行う送信装置と、該送信装置から送信されたデータを受信する受信装置と、を備える移動通信システムにおける通信方法であって、所定データを符号化して2値信号を生成する符号化工程と、前記符号化工程により生成された2値信号を $(n+1)$ ビットずつ順次、 $(2^{(n+1)} + 1 - 2k)$  ( $1 \leq k \leq 2^{(n+1)}$ ) からなる $2^{(n+1)}$  値のシンボルに変換して出力するシンボル変換工程と、前記シンボル変換工程から入力されたシンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力する工程と、前記第1のベースバンドフィルタから入力された波形信号の振幅の大きさに応じて周波数を偏移させて変調した信号を前記受信装置に送信する周波数偏移 (FM: Frequency Modulation) 変調工程と、前記送信装置から送信され、受信した信号を復調して $2^{(n+1)}$  値信号を出力する復調工程と、前記復調工程から出力された $2^{(n+1)}$  値信号の不要周波数成分を遮断して出力する工程と、入力された $2^{(n+1)}$  値信号を $(n+1)$  ビットの2値信号に順次変換して出力する2値信号変換工程と、前記2値信号生成工程から入力された2値信号を復号化して前記所定データを出力する復号化工程と、を含み、前記シンボル変換工程から $\pm (2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルが出力されたとき、前記周波数偏移変調工程から出力され

る信号の周波数偏移が、 $\pm 0.822$  [kHz] 乃至  $\pm 0.952$  [kHz] の範囲内の値をとるよう設定される。

#### 図面の簡単な説明

第1図は、マスクDの特性を示す図である。

第2図は、アナログFM変調方式を用いた場合のエミッションスペクトルの波形とマスクDとを示す図である。

第3図は、P25-P1変調方式にて、疑似ランダムデータを変調した場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスクDとを示す図である。

第4図は、P25-P1変調方式にて、 $\pm 3$ のシンボルを交互に発生させた場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスクDとを示す図である。

第5図は、マスクEの特性を示す図である。

第6図は、アナログFM変調方式を用いた場合のエミッションスペクトルの波形とマスクEとを示す図である。

第7図は、P25-P1変調方式での伝送速度と周波数偏移とを半分にして、疑似ランダムデータを変調した場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスクEとを示す図である。

第8図は、P25-P1変調方式での伝送速度と周波数偏移とを半分にして、 $\pm 3$ のシンボルを交互に発生させた場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスクEとを示す図である。

第9図は、P25-P2変調方式にて、疑似ランダムデータを変調した場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスクEとを示す図である。

第10図は、各候補フィルタを用いた場合での誤り率特性を示す

図である。

第 1 1 図は、各候補フィルタを用いた場合での誤り率特性を示す図である。

第 1 2 図は、本発明の実施例 1 にかかる陸上移動通信システムの構成を示すブロック図である。

第 1 3 図は、実施例 1 にかかる陸上移動通信システムの動作を説明するためのフローチャートである。

第 1 4 図は、実施例 1 にかかる陸上移動通信システムにて、 $\pm 3$  のシンボルを交互に発生させた場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスク E とを示す図である。

第 1 5 図は、実施例 1 にかかる陸上移動通信システムにて、疑似ランダムデータを変調した場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスク E とを示す図である。

第 1 6 図は、本発明の実施例 2 にかかる陸上移動通信システムの構成を示すブロック図である。

第 1 7 図は、実施例 2 にかかる陸上移動通信システムにて、 $\pm 3$  のシンボルを交互に発生させた場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスク E とを示す図である。

第 1 8 図は、実施例 2 にかかる陸上移動通信システムにて、疑似ランダムデータを変調した場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスク E とを示す図である。

第 1 9 図は、本発明の変形例にかかる陸上移動通信システムの構成を示すブロック図である。

#### 発明を実施するための最良の形態

以下、図面を参照して、本発明の実施の形態を詳細に説明する。

上述したように、現在、12.5 kHz のチャンネル間隔に対応した LMR システムに適用されている変調方式の伝送速度、周波数偏移等のパラメータを単に半分にするだけでは、エミッションスペクトルをエミッションマスク（マスク E）に適合させることはできない。また、P25-P2 変調方式に代表される線形変調方式を使用することは、コスト等のため現実的に困難である。

そこで、以下の実施の形態においては、4 値 FSK 変調方式に代表される非線形変調方式を採用して、2005 年に施行される FCC 規則に適合した LMR システムを実現することができる伝送速度、周波数偏移等のパラメータについて検討する。

変調信号を正弦波としたときの FM 変調波のスペクトルは、以下の数式（1）に示すベッセル関数で表されることが知られている。

$$\varphi_{FM}(t) = A \left[ J_0(mf) \cos \omega_c t + J_1(mf) \{ \cos(\omega_c + \omega_m)t - \cos(\omega_c - \omega_m)t \} \right. \\ \left. + J_2(mf) \{ \cos(\omega_c + 2\omega_m)t - \cos(\omega_c - 2\omega_m)t \} + J_3(mf) \{ \cos(\omega_c + 3\omega_m)t - \cos(\omega_c - 3\omega_m)t \} \right. \\ \left. + \dots \right]$$

．．．．（1）

ここで、 $\omega_c$  は搬送波の周波数、 $\omega_m$  は変調周波数、 $mf$  は変調指数（周波数偏移／変調周波数）、 $J_n(mf)$  は  $n$  次の成分に対する第 1 種ベッセル関数である。

第 2 図に示したエミッションスペクトルと数 1 に示すベッセル関数との相関性を求めてみる。変調周波数は、12.5 kHz であり、周波数偏移は、12.5 kHz 偏移であることから、変調指数  $mf$  は 1 となる。1 次から 4 次までの成分をベッセル関数で計算すると以下のレベルになる。

$$(1 \text{ 次}) = J_1(1) = -7.13 \text{ dB}$$

$$(2 \text{ 次}) = J_2(1) = -18.79 \text{ dB}$$

$$(3 \text{ 次}) = J_3(1) = -34.17 \text{ dB}$$

$$(4 \text{ 次}) = J_4(1) = -52.12 \text{ dB}$$

これらの値と、第2図において2.5 kHzの整数倍で発生するピークスペクトルの値と、を比較すると、その誤差は、±1 dBの範囲内に収まっている。したがって、変調信号に正弦波を使用したFM変調波のミッシェンスペクトルは、数式(1)によって計算しても問題ない。

FCC規則に規定されているマスクEの値から、このマスクに適合する周波数偏移を逆算する。2次の成分でのマスクEの規定レベルは、第5図から、-65 dBと求められる。さらに、エミッシェンスペクトルをこのレベル以下にする変調指数mfは、逆算により、0.067と求められる。そして、このときの周波数偏移は、 $0.067 \times 2.5 = 0.167 \text{ kHz}$ と、非常に小さい値となる。

12.5 kHzのチャンネル間隔に対応可能で、2.5 kHzの周波数偏移を使用しているLMRシステムの一般的なS/N(Signal / Noise)は、45 dB程度である。周波数偏移が1/2になると、S/Nは、6 dB低下することにより、周波数偏移が0.167 kHzのときのS/Nは、 $45 + 20 \times \log_{10}(0.167 / 2.5) = 21.5 \text{ dB}$ となり、明らかに実用に耐えられない性能となる。

このことより、アナログFM変調を使用して、周波数偏移を下げるにより、マスクEに適合させることは可能であるが、実使用的に許容できない性能となるので、この方法は検討対照から除外される。



次に、4 値 F S K 変調方式を適用した L M R システムが、2 0 0 5 年施行の F C C 規則に適合するための条件について、説明する。

第 3 図と第 4 図とには、P 2 5 - P 1 変調方式を採用した場合のエミッションスペクトルを示したが、デジタル変調の場合、使用するデータ系列の特性によって変調波のスペクトルが異なってくる。第 3 図および第 4 図とから明白なように、ランダムなデータを使用すればそのスペクトルは分散して単位周波数あたりの平均エネルギーは小さくなり、スペクトルは狭くなったように見える。また、特定のデータの繰り返しでは正弦波で変調をかけたものと等価となり、正弦波の整数倍の成分にエネルギーが集中するために広いスペクトルとなる。したがって、4 値 F S K 変調での最悪条件は、周波数偏移の広い方の + 3 と - 3 とのシンボルを使用し、これを交互に繰り返すことでシンボルレートの半分の周波数に等しい正弦波で変調をかけたときである。

上述したように、2 0 0 5 年施行の F C C 規則には、エミッションスペクトルをマスク E に適合させることの他に、データの送信を行う場合、6 . 2 5 k H z 帯域あたり 4 8 0 0 b p s 以上の伝送速度を有することが条件として規定されている。そこで、4 8 0 0 b p s の伝送速度で 4 値 F S K 変調方式を使用した場合に、エミッションスペクトルがマスク E に適合するための、周波数偏移を逆算して求める。この場合、シンボルレートは、伝送速度 4 8 0 0 b p s の半分の 2 4 0 0 s y m b o l / s となるので、+ 3 と - 3 とのシンボルを繰り返すことにより、等価的に 1 . 2 k H z の正弦波となる。

マスク E の規格値と 1 . 2 k H z の整数倍のスペクトルの値とを

比較すると、4次の成分が条件的に最も厳しく、これを満たせば、エミッションスペクトルをマスクEに適合させることができる。このとき、変調指数 $m_f$ は、0.685となり、周波数偏移は、以下の数式(2)に示す値となる。

$$0.685 \times 1.2 = 0.822 \text{ kHz} \quad \dots (2)$$

上述したように、第4図に示すエミッションスペクトルは、マスクDに適合しない。第4図に示すエミッションスペクトルは、P25-P1変調方式における最悪条件で測定したものであり、この例に倣えば、最悪条件においては、エミッションマスクに適合していてもよい。音声信号をデジタル化して伝送するような実使用状態において、データ系列は、ランダムな特性を示すので、実使用状態におけるスペクトルは、疑似ランダムデータを変調したときと、ほぼ同じ特性を有する。したがって、最悪条件においては、不適合をある程度許容してもよく、疑似ランダムデータを使用したときに完全に適合していればよい。

ここで、P25-P1変調方式を採用した場合の最悪条件下での各々のピークスペクトルのレベルを、ベッセル関数から求め、スペクトルがマスクDからどの程度はみ出しているかを計算する。

第3表に示すベースバンドフィルタは、レイズドコサイン(Raised Cosine)フィルタと、整形(Shaping)フィルタと、から構成されている。この整形フィルタの特性は、周波数0のとき振幅が1となり、シンボル周波数のとき振幅が0となる $\text{sinc}(s \sin(x)/x)$ の逆特性に等しい。+3と-3とのシンボルでの公称周波数偏移は、それぞれ+1.8kHzと-1.8kHzとである。レイズドコサインフィルタは、符号間干渉が生じないので、

フィルタ出力でのシンボルの振幅は変化せず、そのため、+3と-3とのシンボルを交互に送った場合の周波数偏移は、レイズドコサインフィルタだけを使用すると公称周波数偏移に等しくなる。整形フィルタの周波数特性は、 $\text{sinc}$ の逆特性に等しいことから、以下の数式(3)によって示される。

$$(\text{整形フィルタの特性}) = \frac{1}{\text{sinc}} = \frac{f\pi/4.8}{\sin(f\pi/4.8)} \dots (3)$$

+3と-3とのシンボルを繰り返すとき、周波数 $f$ は、2.4 kHzとなる。これを数3に代入すると、整形フィルタの特性は、 $\pi/2$ となる。実際の周波数偏移は、公称周波数偏移から整形フィルタの特性( $=\pi/2$ )の分だけ変化するので、レイズドコサインフィルタと整形フィルタとから構成されるフィルタの実際の周波数偏移は、 $1.8 \text{ kHz} \times \pi/2 = 2.827 \text{ kHz}$ となる。変調周波数を2.4 kHz、周波数偏移を2.827 kHzとしたときベッセル関数の値と、第1表から求められるマスクDの値と、を下記第6表に示す。

第6表

次数	周波数	マスクDの規格値	ベッセル関数値
1	2.4 kHz	0 dB	-6.15 dB
2	4.8 kHz	0 dB	-16.25 dB
3	7.2 kHz	-31.41 dB	-30.11 dB
4	9.6 kHz	-48.85 dB	-46.60 dB
5	12.0 kHz	-66.30 dB	-65.07 dB

第6表に示すように、3次以上の成分では1～2 dB程度の規格割れとなっている。また第6表に示すベッセル関数の値と、第4図に示す各々のピークスペクトルの値と、を比較すると、多少の誤差

はあるもののほぼ相関が取れている。したがって、数式（２）に示す周波数偏移  $0.822 \text{ kHz}$  は、最悪条件においても完全にマスク E に適合する周波数偏移なので、P 2 5 - P 1 変調方式のように最悪条件では多少の規格割れが許容されるのであれば、 $0.822 \text{ kHz}$  以上の周波数偏移を使用してもよいことになる。また、P 2 5 - P 1 変調方式のような F S K 変調方式での誤り率が周波数偏移に依存することを考えると、周波数偏移は、可能な限り大きくした方がよい。そこで、ベッセル関数から求めた  $1.2 \text{ kHz}$  の整数倍の周波数を有するスペクトルの値と、マスク E の規格値と、を比較し、エミッションスペクトルが、最悪条件ではマスク E に適合しないが、疑似ランダムデータを使用した場合には、マスク E に適合する変調指数  $m f$  は、 $0.793$  となり、周波数偏移は、以下の数式（４）に示す値となる。

$$0.793 \times 1.2 = 0.952 \text{ kHz} \quad \dots (4)$$

変調周波数を  $1.2 \text{ kHz}$ 、周波数偏移を  $0.952 \text{ kHz}$  としたときベッセル関数の値と、第 4 表から求められるマスク E の値と、を下記第 7 表に示す。

第 7 表

次数	周波数	マスク E の規格値	ベッセル関数値
1	1.2 kHz	0 dB	-8.72 dB
2	2.4 kHz	0 dB	-22.54 dB
3	3.6 kHz	-40.0 dB	-40.00 dB
4	4.8 kHz	-65.0 dB	-60.00 dB

変調指数  $m f = 0.793$  は、3 次の成分にてマスク E の規格値

とベッセル関数の値とが同じ値となる変調指数である。4 次の成分では、5 dB の規格割れとなっている。第 4 表に示すように、 $f_d > 4.6 \text{ kHz}$  の周波数帯では、送信出力  $P$  の値によって、マスク  $E$  の規格値は、変化する。送信出力  $P$  が 10 W 以上のとき、規格値は、-65 dB となり、送信出力  $P$  が 5 W のとき、-62 dB となる。一般にポータブルタイプの無線機器では、送信出力が 5 W であり、この条件の下では、3 dB の規格割れとなる。この程度の規格割れならば第 6 表に示した  $P_{25} - P_1$  変調方式を採用した場合でのマスク  $D$  に対する規格割れと比して大差なく、マスク  $D$  のときと同様に、許容範囲内にあるといえる。

これまで、4800 bps の伝送速度で 4 値 FSK を使用したときに、エミッションスペクトルをマスク  $E$  に適合させるための最大周波数偏移を求めてきた。さて、デジタルデータを変調するとき、ベースバンドフィルタを用いて、波形を整形することは、周知の事実であり、用いられるベースバンドフィルタによって誤り率が影響を受ける。また、数式 (3) に示すように、ベースバンドフィルタによって、変調器から出力される実際の周波数偏移は変化するもので、数式 (4) に示す最大周波数偏移  $0.952 \text{ kHz}$  を逆算することにより得られる +3 と -3 とのシンボルレベルでの公称周波数偏移は、異なってくる。

誤り率を低く抑えるために伝送路をナイキスト伝送路とするのが一般的であり、このため、本実施の形態では、ベースバンドフィルタにナイキストフィルタを用いる。FM 変調器と FM 復調器とは、歪みが発生しない限り透過性を持つことから、ナイキスト伝送路とするためには、FM 変調器の前段あるいは FM 復調器の後段にナイ

キストフィルタを配置してベースバンドフィルタにてナイキスト特性を持てばよい。第3表に示した整形フィルタと積分放電フィルタとは、逆の周波数特性を有するので、変調器と復調器とを一体にすれば、レイズドコサインフィルタのみとなり、ナイキスト伝送路を形成していることが理解できる。

上述のように、誤り率を低くするためにはナイキストフィルタを使用することが必要条件であり、加えて、使用するナイキストフィルタによって0.952kHzという実際の周波数偏移が得られる公称周波数偏移が異なってくる。このため、最も大きい公称周波数偏移を得られるナイキストフィルタを選択することが必要となる。一般にナイキストフィルタとしては、レイズドコサイン (Raised Cosine) 特性を有するフィルタが用いられる。このときのフィルタの組み合わせを、下記第8表に示す。

第8表

組み合わせ	送信側	受信側
I	Raised Cosine	なし
II	Raised Cosine + 1/sinc	sinc
III	なし	Raised Cosine
IV	sinc	Raised Cosine + 1 / sinc
V	Root Raised Cosine	Root Raised Cosine
VI	Root Raised Cosine + 1 / sinc	Root Raised Cosine + sinc
VII	Root Raised Cosine + sinc	Root Raised Cosine + 1 / sinc

$1 / \text{sinc}$  フィルタは、 $\text{sinc}$  フィルタの逆特性を有するため、発散する周波数特性を有する。このため、 $1 / \text{sinc}$  フィルタを単独で使用することはできず、 $1 / \text{sinc}$  フィルタのみを用いるような組合せは、除外する。受信側に何もフィルタがないと、雑音に対して帯域制限がかからず、 $S / N$ が劣化するため、誤り率

は、非常に悪くなる。送信側にフィルタが何もないと矩形波のまま FM 変調をすることになり、スペクトルは無限大に広がって、マスク E に適合しなくなる。これらのことより、上記組み合わせのうち、I の組合せと III の組合せとは対象から除外される。IV の組合せは、送信側に sinc フィルタしか有していないため、帯域制限が緩く、スペクトルの広がりが比較的大きくなる。このため、IV の組合せも対象から除外される。従って、候補としては、II、V、VI、VII の 4 種類の組合せとなる。

候補となるフィルタを使用したときに、実際の最大周波数偏移が 0.952 kHz となるための公称周波数偏移を求める。シンボルレートは 2400 symbol/s であり、+3 と -3 とのシンボルの繰り返しでは、周波数 1.2 kHz の正弦波となる。レイズドコサインフィルタを用いた場合には、公称周波数偏移と実際の周波数偏移とが等しくなる。このときの振幅を基準値として、周波数 1.2 kHz におけるそれぞれのフィルタでの振幅を計算すると、以下の数式 (5)、数式 (6) および数式 (7) のように求まる。

$$(\text{Raised Cosine の振幅}) = 0.5(\text{基準値}) \quad \dots (5)$$

$$(\text{Root Raised Cosine の振幅}) = \sqrt{0.5} \quad \dots (6)$$

$$(\text{sinc の振幅}) = \frac{\sin(\pi \times 1.2/2.4)}{(\pi \times 1.2/2.4)} = \frac{2}{\pi} \quad \dots (7)$$

これらの式より 4 種類の候補となるフィルタの 1.2 kHz におけるレイズドコサインフィルタでの振幅を基準とした振幅倍率は、以下の数式 (8)、数式 (9)、数式 (10) および数式 (11) で示される。

$$\text{候補 II : } (\text{Raised Cosine} + 1/\text{sinc の振幅}) = 1/(2/\pi) = \pi/2 \quad \dots (8)$$

候補Ⅴ：(Root Raised Cosine の振幅) =  $\sqrt{0.5}/0.5 = \sqrt{2}$  . . . ( 9 )

候補Ⅵ：(Root Raised Cosine + 1 / sinc の振幅) =  $\sqrt{2} \times \pi/2 = \pi/\sqrt{2}$

. . . ( 1 0 )

候補Ⅶ：(Root Raised Cosine + sinc の振幅) =  $\sqrt{2} \times 2/\pi$  . . . ( 1 1 )

実際の最大周波数偏移を 0 . 9 5 2 k H z とするため、候補となるフィルタそれぞれでの公称周波数偏移は、以下の数式 ( 1 2 ) 、数式 ( 1 3 ) 、数式 ( 1 4 ) および数式 ( 1 5 ) のように計算される。

候補Ⅱ：(Raised Cosine + 1 / sinc の偏移) =  $0.952/(\pi/2) = 0.6061\text{kHz}$

. . . ( 1 2 )

候補Ⅴ：(Root Raised Cosine の偏移) =  $0.952/\sqrt{2} = 0.6732\text{kHz}$

. . . ( 1 3 )

候補Ⅵ：(Root Raised Cosine + 1 / sinc の偏移) =  $0.952/(\pi/\sqrt{2}) = 0.4286\text{kHz}$

. . . ( 1 4 )

候補Ⅶ：(Root Raised Cosine + sinc の偏移) =  $0.952/(\sqrt{2} \times 2/\pi) = 1.0574\text{kHz}$

. . . ( 1 5 )

F S K 変調方式では、周波数偏移の大きい程、誤り率が低くなるので、公称周波数偏移の大きいもの程、良好な特性を示す。また、受信側を考えると、雑音に対して帯域制限が強くかかるものほど S / N が良好となり、結果的に誤り率は低くなる。候補Ⅵでは受信側の帯域制限は強いものの、公称周波数偏移が非常に小さいので、全体での誤り率は劣化する。候補Ⅱは公称周波数偏移が2番目に低く、受信側の帯域制限は最も緩いので、これも誤り率は劣化する。数式 ( 1 2 ) ないし数式 ( 1 5 ) において求めたフィルタの公称周波数偏移を適用して、誤り率を計算した結果を第 1 0 図に示す。



第 10 図に示す結果により、上記の判断が正しいことが証明され、候補 VII のベースバンドフィルタを用いた場合、最も良好な誤り率を示す。その次に良好なのは、候補 V のベースバンドフィルタを用いた場合である。また、第 10 図に示す結果から  $C/N$  を求め、受信機の雑音指数を 7 dB と仮定したときの受信機の入力レベルに対する誤り率を求め、第 11 図に示す。基準感度を 3 % の誤り率とすれば、候補 VII では  $-122$  dBm が基準感度の得られる入力レベルとなる。12.5 kHz のチャンネル間隔対応の LMR システムで、アナログ FM 変調方式を用いる場合、基準感度を 12 dB SINAD とすることが FCC 規則に規定されている。雑音指数が 7 dB の受信機において、12 dB SINAD の受信感度を得ることができる入力レベルは、約  $-120$  dBm である。この 12 dB SINAD の受信感度と候補 VII とを比べると、第 11 図に示すように、候補 VII の方が約 2 dB だけ感度が良好である。候補 V においては、3 % の誤り率は  $-120.5$  dBm によって得られており、従来のアナログ FM 変調方式を用いた場合と同等な基準感度を有している。

以上より、取りうる実際の周波数偏移の範囲が完全にマスク E に適合するための周波数偏移の最小値は、数式 (2) に示す 0.822 kHz となり、最大値は、数 4 に示す 0.952 kHz となる。また、数式 (9) と数式 (11) とを用いて、候補 V と VII の公称周波数偏移を計算することにより、2005 年施行の FCC 規則に適合した変調方式を得ることができる。これらのことを踏まえて、以下の実施例について説明する。

[実施例 1]

まず、実施例 1 における伝送速度、シンボルレート、ベースバンドフィルタ、変調方式、及び公称周波数偏移を、下記第 9 表に示す。

第 9 表

伝送速度	4800 bps
シンボルレート	2400 symbol/s
ベースバンド フィルタ	送信：任意の $\alpha$ の Root Raised Cosine 特性のフィルタと sinc 関数特性のフィルタとを組み合わせたフィルタ 受信：任意の $\alpha$ の Root Raised Cosine 特性のフィルタと 1 / sinc 関数特性のフィルタとを組み合わせたフィルタ
変調方式	4 値 FSK 変調方式
公称周波数偏移	4 つのシンボルレベル ( $\pm 3, \pm 1$ ) のそれぞれに対して、 +3 = +913 ~ +1057 Hz, -3 = -913 ~ -1057 Hz の間で任意、 +1 と -1 とは、それぞれ +3 と -3 との 1/3 の偏移

第 12 図は、本発明の実施例 1 にかかる陸上移動通信システム 1 の構成を示すブロック図である。陸上移動通信システム 1 は、送信部 10 と、受信部 20 と、から概略構成され、伝送速度 4800 bps でデータの送受信を行う。

陸上移動通信システム 1 には、公称周波数偏移として、シンボルレベル  $\pm 3$  に対して  $\pm 913 \text{ kHz} \sim \pm 1057 \text{ kHz}$  の所定値が、シンボルレベル  $\pm 1$  に対して該所定値の  $1/3$  の値が、それぞれ設定されている。この公称周波数偏移とは、後述するマップ 12 から出力されたシンボルがベースバンドフィルタ 13 を介さず FM 変調器 14 に入力されたときに偏移する周波数である。

送信部 10 は、エンコーダ 11 と、マップ 12 と、ベースバンドフィルタ 13 と、FM 変調器 14 と、から構成されている。

エンコーダ 11 は、音声データや文字データ等に、符号化処理、誤り訂正符号付加処理や同期符号付加処理等、所定のフォーマット処理を施して 2 値信号を生成し、生成した 2 値信号をマップ 12 に

供給する。

マップ 1 2 は、エンコーダ 1 1 から順次入力される 2 値信号を 2 ビットずつ順次、4 値のシンボル ( $\pm 3$ 、 $\pm 1$ ) に変換して、ベースバンドフィルタ 1 3 に供給する。このシンボルは、所定のシンボル時間の幅を有する矩形の電圧信号である。また、本実施例において、伝送速度が 4 8 0 0 b p s であることから、シンボルレートは 2 4 0 0 s y m b o l / s となり、マップ 1 2 から + 3 と - 3 とのシンボルが交互に出力されるとき、シンボル列の周波数は 1 . 2 k H z となる。

ベースバンドフィルタ 1 3 は、ナイキストフィルタから構成され、マップ 1 2 から入力されるシンボルの所定周波数成分を遮断して波形信号を出力する。本実施例において、ベースバンドフィルタ 1 3 は、ルートレイズドコサインフィルタ 1 3 1 と、s i n c フィルタ 1 3 2 と、から構成されている。

ルートレイズドコサインフィルタ 1 3 1 は、入力された矩形信号の周波数が 1 . 2 k H z のとき、この矩形信号の  $\sqrt{2}$  倍の振幅を有する波形信号を出力する。s i n c フィルタ 1 3 2 は、入力された矩形信号の周波数が 1 . 2 k H z のとき、この矩形信号の  $2 / \pi$  倍の振幅を有する波形信号を出力する。

つまり、本実施例のベースバンドフィルタ 1 3 は、マップ 1 2 から入力される周波数 1 . 2 k H z の矩形のシンボルを、該シンボルの  $2 \sqrt{2} / \pi$  倍の振幅を有する波形信号に整形して出力する。

F M 変調器 1 4 は、ベースバンドフィルタ 1 3 から出力される波形信号の振幅の大きさに応じて、受信部 2 0 に送信する信号の周波数を偏移させることにより、変調 (F M 変調) する。

より詳細に説明すれば、FM変調器14は、マップ12から出力されたシンボルのレベルが+3のとき、送信する信号の周波数を $+\Delta f$  ( $+0.822\text{ kHz} \leq \Delta f \leq +0.952\text{ kHz}$ ) だけ偏移させ、シンボルレベルが-3のとき、送信する信号の周波数を $-\Delta f$  ( $-0.822\text{ kHz} \leq \Delta f \leq -0.952\text{ kHz}$ ) だけ偏移させる。また、FM変調器14は、シンボルレベルが+1のとき、 $+\Delta f/3$  だけ偏移させ、シンボルレベルが-1のとき、 $-\Delta f$  だけ偏移させる。

そして、FM変調器14は、FM変調した信号を図示しないアンテナを介して空中に放射し、受信部20に送信する。

受信部20は、FM復調器21と、ベースバンドフィルタ22と、デマップ23と、デコーダ24と、から構成されている。

FM復調器21は、図示しないアンテナを介して入力され、受信した信号を復調し、復調して得られた4値信号をベースバンドフィルタ22に供給する。

ベースバンドフィルタ22は、ルートレイズドコサインフィルタ131と、 $\text{sinc}$ フィルタ132の逆特性を有する $1/\text{sinc}$ フィルタ231と、から構成され、FM復調器21から入力される4値信号の所定周波数成分を遮断し、入力信号の $\pi/2\sqrt{2}$  倍の振幅を有する4値信号を出力する。

このベースバンドフィルタ22と上述した送信部10のベースバンドフィルタ13とにより、陸上移動通信システム1には、ナイキスト伝送路が形成される。

デマップ23は、ベースバンドフィルタ22から入力される4値信号を2ビットの2値信号に順次変換し、変換した2値信号をデコ

ータ 2 4 に供給する。

デコーダ 2 4 は、デマッパ 2 3 から供給される 2 値信号に、復号化処理や誤り訂正処理等を施して、送信部 1 0 から送信された音声データや文字データ等を入力する。

次に、上記構成を備える陸上移動通信システム 1 の通信動作について、第 1 3 図に示すフローチャートを参照して説明する。

陸上移動通信システム 1 は、送信部 1 0 のエンコーダ 1 1 に音声データや文字データ等が入力されると、第 1 3 図のフローチャートに示す通信動作を開始する。

エンコーダ 1 1 は、入力された音声データや文字データ等に符号化処理を施して、2 値信号を生成し、生成した 2 値信号をマッパ 1 2 に出力する（ステップ S 1 0 1）。

マッパ 1 2 は、エンコーダ 1 1 から入力される 2 値信号にマッピング処理を施して、2 値信号を 2 ビットずつ順次 4 値のシンボルに変換し、変換したシンボルをベースバンドフィルタ 1 3 に出力する（ステップ S 1 0 2）。

ベースバンドフィルタ 1 3 は、マッパ 1 2 から入力されるシンボルに帯域制限処理を施して所定周波数成分を遮断することにより波形信号を整形し、整形した波形信号を F M 変調器 1 4 に出力する（ステップ S 1 0 3）。

F M 変調器 1 4 は、ベースバンドフィルタ 1 3 から出力される波形信号の振幅の大きさに応じて、送信信号に F M 変調処理を施し（ステップ S 1 0 4）、F M 変調された信号を図示しないアンテナを介して空中に放射することにより、受信部 2 0 に音声データや文字データ等を送信する。

受信部 20 の FM 復調器 21 は、図示しないアンテナを介して入力され、受信した信号に FM 復調処理を施し、復調して得られた 4 値信号をベースバンドフィルタ 22 に出力する（ステップ S 201）。

ベースバンドフィルタ 22 は、FM 復調器 21 から入力される 4 値信号に帯域制限処理を施し、所定周波数成分が遮断された 4 値信号をデマッパ 23 に出力する（ステップ S 202）。

デマッパ 23 は、ベースバンドフィルタ 22 から入力される 4 値信号にデマッピング処理を施して、4 値信号を 2 ビットの 2 値信号に変換し、変換した 2 値信号をデコーダ 24 に出力する（ステップ S 203）。

デコーダ 24 は、デマッパ 23 から供給される 2 値信号に復号化処理等を施して（ステップ S 204）、送信部 10 から送信された音声データや文字データ等を復号して出力する。

公称周波数偏移を 1.057 kHz に設定し、最悪条件のとき（シンボル +3 に対応するデータと -3 に対応するデータとを交互に送信部 10 に入力したとき）のエミッションスペクトルの波形を第 14 図に、擬似ランダムデータを送信部 10 に入力したときのエミッションスペクトルを第 15 図に、それぞれ示す。

#### [実施例 2]

続いて、実施例 2 について説明する。実施例 2 における伝送速度、シンボルレート、ベースバンドフィルタ、変調方式、及び公称周波数偏移を、下記第 10 表に示す。

第 10 表

伝送速度	4800 bps
シンボルレート	2400 symbol/s
ベースバンド フィルタ	送信：任意の $\alpha$ の Root Raised Cosine 特性のフィルタ 受信：任意の $\alpha$ の Root Raised Cosine 特性のフィルタ
変調方式	4 値 FSK 変調方式
公称周波数偏移	4 つのシンボルレベル ( $\pm 3, \pm 1$ ) のそれぞれに対して、 +3 = +581 ~ +673 Hz, -3 = -581 ~ -673 Hz の間で任意、 +1 と -1 とは、それぞれ +3 と -3 との 1/3 の偏移

第 16 図は、本発明の実施例 2 にかかる陸上移動通信システム 2 の構成を示すブロック図である。陸上移動通信システム 2 は、送信部 30 と、受信部 40 と、から概略構成されている。なお、実施例 1 と同様の構成については、同一の符号を付し、その説明を省略する。

また、陸上移動通信システム 2 には、公称周波数偏移として、シンボルレベル  $\pm 3$  に対して  $\pm 581 \text{ kHz} \sim \pm 673 \text{ kHz}$  の所定値が、シンボルレベル  $\pm 1$  に対して該所定値の  $1/3$  の値が、それぞれ設定されている。

送信部 30 は、エンコーダ 11 と、マッパ 12 と、ベースバンドフィルタ 33 と、FM 変調器 14 と、から構成されている。ベースバンドフィルタ 33 は、ルートレイズドコサインフィルタ 131 から構成され、マッパ 12 から入力される周波数  $1.2 \text{ kHz}$  の矩形のシンボルを、該シンボルの  $\sqrt{2}$  倍の振幅を有する波形信号に整形して出力する。

受信部 40 は、FM 復調器 21 と、ベースバンドフィルタ 42 と、デマッパ 23 と、デコーダ 24 と、から構成されている。ベースバンドフィルタ 42 は、ルートレイズドコサインフィルタ 131 から

構成され、FM復調器21から入力される4値信号の所定周波数成分を遮断し、入力信号の $\sqrt{2}$ 倍の振幅を有する4値信号を出力する。

このベースバンドフィルタ42と上述した送信部30のベースバンドフィルタ33とにより、陸上移動通信システム2には、陸上移動通信システム1と同様に、ナイキスト伝送路が形成される。

公称周波数偏移を0.673kHzに設定し、最悪条件のとき（シンボル+3に対応するデータと-3に対応するデータとを交互に送信部30に入力したとき）のエミッションスペクトルの波形を第17図に、擬似ランダムデータを送信部30に入力したときのエミッションスペクトルを第18図に、それぞれ示す。

上記実施例1及び2より、陸上移動通信システム1及び2では、設定されている公称周波数偏移が異なっているとしても、実際に送信部10及び30から出力される信号の周波数偏移が同じであるため、第14図および第17図に示すエミッションスペクトルは、ほとんど同じ特性を示す。また、スペクトルのレベルが第7表に示したベッセル関数から計算されたレベルとほぼ等しいことも確認できるため、導入の正しさを立証することができる。さらに、第15図および第18図に示すように、擬似ランダムデータを使用した場合、エミッションスペクトルは、マスクEの規格に対して十分な余裕をもっているため、上記陸上移動通信システム1及び2は、2005年施行のFCC規則に適合可能である。

以上より、本実施の形態におけるLMRシステムは、4値FSK変調方式を適用しているので、現在、12.5kHzチャンネル間隔に対応したLMRシステムで運用されているアナログFM変調の無線機器の非線形パワーアンプやFM変復調回路をそのまま適用



することができる。このため、本実施の形態におけるLMRシステムは、コスト面等に問題のある線形パワーアンプを使用することなく、2005年施行のFCC規則に適合することができる。

また、デジタルデータを使用した変調方式を適用することにより、音声データと文字データ等とを統合して扱えるようになったので、昨今のデータ通信の需要に適したものとなっている。

さらに、2005年施行のFCC規則に適合させつつ、誤り率が低くすることができるので、従来のアナログFM変調の基準感度と同等あるいはそれ以上の感度を達成できる。また、通話距離が従来に比べて長くなる。さらに、同じ通話距離であるならば送信出力は、低下するので、LMRシステムでの消費電流を低減することができる。

また、実際に使用される無線機器は下位互換性を保つために、12.5kHzチャンネル間隔対応型のLMRシステムで使用されているアナログFM変調の動作モードも実装することが要求されるが、本実施の形態のLMRシステムでは、多くの回路との互換性を有する4値FSK変調方式を採用しているので、デュアルモード設計が可能である。さらに、P25-P1変調方式は、パラメータに違いがあるものの4値FSK変調方式を基本としているので、P25-P1変調方式とのデュアルモード設計も可能である。

なお、本発明は、上記の実施の形態に限られず、種々の変形、応用が可能である。以下、本発明に適用可能な上記の実施の形態の変形態様について説明する。

上記実施の形態において、上記実施例1では候補VIIのベースバンドフィルタを、上記実施例2では候補Vのベースバンドフィ

ルタを、それぞれ使用したが、本発明は、これに限定されず、候補 II のベースバンドフィルタを用いてもよい。

この候補 II のベースバンドフィルタを用いた場合の伝送速度、シンボルレート、ベースバンドフィルタ、変調方式、及び公称周波数偏移を、下記第 11 表に示す。

第 11 表

伝送速度	4800 bps
シンボルレート	2400 symbol/s
ベースバンド フィルタ	送信：任意の $\alpha$ の Raised Cosine 特性のフィルタと 1/sinc 関数特性のフィルタとを組み合わせたフィルタ 受信：と sinc 関数特性のフィルタ
変調方式	4 値 FSK 変調方式
公称周波数偏移	4 つのシンボルレベル ( $\pm 3, \pm 1$ ) のそれぞれに対して、 +3 = +523 ~ +606 Hz, -3 = -523 ~ -606 Hz の間で任意、 +1 と -1 とは、それぞれ +3 と -3 との 1/3 の偏移

第 19 図は、本発明の変形例にかかる陸上移動通信システム 3 の構成を示すブロック図である。陸上移動通信システム 3 は、送信部 50 と、受信部 60 と、から概略構成されている。なお、実施例 1 及び 2 と同様の構成については、同一の符号を付し、その説明を省略する。

また、陸上移動通信システム 3 には、公称周波数偏移として、シンボルレベル  $\pm 3$  に対して  $\pm 0.523 \text{ kHz} \sim \pm 0.606 \text{ kHz}$  の所定値が、シンボルレベル  $\pm 1$  に対して該所定値の  $1/3$  の値が、それぞれ設定されている。

送信部 50 は、エンコーダ 11 と、マッパ 12 と、ベースバンドフィルタ 53 と、FM 変調器 14 と、から構成されている。ベースバンドフィルタ 53 は、レイズドコサインフィルタ 531 と、 $1/\text{sinc}$  フィルタ 231 と、から構成され、マッパ 12 から入力さ

れる周波数  $1.2 \text{ kHz}$  の矩形のシンボルを、該シンボルの  $\pi/2$  倍の振幅を有する波形信号に整形して出力する。

受信部 60 は、FM 復調器 21 と、ベースバンドフィルタ 62 と、デマッパ 23 と、デコーダ 24 と、から構成されている。ベースバンドフィルタ 62 は、 $1/\text{sinc}$  フィルタ 231 の逆特性を有する  $\text{sinc}$  フィルタ 132 から構成され、FM 復調器 21 から入力される 4 値信号の所定周波数成分を遮断し、入力信号の  $2/\pi$  倍の振幅を有する 4 値信号を出力する。

このベースバンドフィルタ 62 と上述した送信部 50 のベースバンドフィルタ 53 とにより、陸上移動通信システム 3 には、陸上移動通信システム 1 及び 2 と同様に、ナイキスト伝送路が形成される。

候補 II のベースバンドフィルタは、上述したとおり、候補 VII 及び候補 V のベースバンドフィルタに比して、感度は劣っているが、P25-P1 変調方式で使用されているベースバンドフィルタと、同様のフィルタ構成を備える。このため、ロールオフファクタ  $\alpha$  が P25-P1 変調方式で使用されているベースバンドフィルタのそれと同じ値であれば、P25-P1 変調方式で使用されているベースバンドフィルタと同じフィルタの係数を使用できるので、回路規模あるいはメモリ量を削減することができる。

上記実施の形態において、多値 FSK 変調方式として、4 値 FSK 変調方式を採用していたが、本発明は、これに限定されず、8 値 FSK 変調方式や 16 値 FSK 変調方式等であってもよい。例えば、8 値 FSK 変調方式を用いる場合、シンボルレートは、 $2400 \text{ symbol/s}$  で固定なので、伝送速度は、 $7200 \text{ bps}$  となる。そして、シンボルレベルは、 $\pm 7$ 、 $\pm 5$ 、 $\pm 3$ 、 $\pm 1$ 、の 8 値とな

り、+7と-7とのシンボルを交互に送ると、1.2 kHzの正弦波となる。したがって、+7と-7とのシンボルでの実際の周波数偏移を上記実施例1、2や変形例で定義した値等に設定すれば、4値の場合と同様、エミッションスペクトルを、マスクEに適合させることができる。このような条件とすることで、エミッションスペクトルをマスクEに適合させつつ、8値FSK変調方式以外にも16値FSK変調方式或いはそれ以上の値のFSK変調方式を用いることにより、より高速な伝送速度を得ることができる。

また、上記実施の形態において、移動通信システムは、陸上移動通信システムであったが、本発明は、これに限定されず、海上で使用する移動通信システムであってもよい。

#### 産業上の利用可能性

本発明により、線形パワーアンプを用いることなく、2005年施行のFCC規則に適合することができる変調装置、陸上移動通信システム、変調方法、及び通信方法を提供することができる。

## 請求の範囲

1. 多値シンボルを、毎秒 2 4 0 0 シンボル伝送する速度にて、データ通信を行う移動通信システムにおける変調装置であって、

入力された多値シンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力するベースバンドフィルタと、

前記ベースバンドフィルタから入力された波形信号の振幅の大きさに応じて、出力信号の周波数を偏移させて変調する周波数偏移変調手段とを備え、

前記周波数偏移変調手段は、最大の絶対値を有するシンボルが入力されるときに、出力信号が 0 . 8 2 2 [ k H z ] ないし 0 . 9 5 2 [ k H z ] の範囲内の周波数偏移の絶対値を有するように調整されていることを特徴とする変調装置。

2.  $2400 \times (n+1)$  ( $n$ : 自然数) [ b p s ] の伝送速度で、データ通信を行う移動通信システムにおける変調装置であって、

所定データを符号化して生成された 2 値信号を  $(n+1)$  ビットずつ順次、 $(2^{(n+1)} + 1 - 2k)$  ( $1 \leq k \leq 2^{(n+1)}$ ) からなる  $2^{(n+1)}$  値のシンボルに変換して出力するシンボル変換手段と、

前記シンボル変換手段から入力されたシンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力するベースバンドフィルタと、

前記ベースバンドフィルタから入力された波形信号の振幅の大きさに応じて、出力信号の周波数を偏移させて変調する周波数偏移変調手段とを備え、

前記シンボル変換手段から $\pm (2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルが出力されたとき、前記周波数偏移変調手段からの出力信号の周波数偏移は、 $\pm 0.822$  [kHz]乃至 $\pm 0.952$  [kHz]の範囲内の値を有する、ことを特徴とする変調装置。

3. 前記ベースバンドフィルタは、ナイキストフィルタである、ことを特徴とする請求項1又は2に記載の変調装置。

4.  $2400 \times (n+1)$  ( $n$ : 自然数) [bps]の伝送速度で、データの送信を行う送信装置と、該送信装置から送信されたデータを受信する受信装置と、を備える移動通信システムであって、前記送信装置は、

所定データを符号化して2値信号を生成する符号化手段と、

前記符号化手段により生成された2値信号を $(n+1)$ ビットずつ順次、 $(2^{(n+1)} + 1 - 2k)$  ( $1 \leq k \leq 2^{(n+1)}$ )からなる $2^{(n+1)}$ 値のシンボルに変換して出力するシンボル変換手段と、

前記シンボル変換手段から入力されたシンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力する第1のベースバンドフィルタと、

前記第1のベースバンドフィルタから入力された波形信号の振幅の大きさに応じて周波数を偏移させて変調した信号を前記受信装置に送信する周波数偏移変調手段とを含み、

前記受信装置は、

前記送信装置から送信され、受信した信号を復調して $2^{(n+1)}$ 値信号を出力する復調手段と、

前記復調手段から出力された $2^{(n+1)}$ 値信号の不要周波数成分を遮断して出力する第2のベースバンドフィルタと、

前記第 2 のベースバンドフィルタから入力された  $2^{(n+1)}$  値信号を  $(n+1)$  ビットの 2 値信号に順次変換して出力する 2 値信号変換手段と、

前記 2 値信号生成手段から入力された 2 値信号を復号化して前記所定データを出力する復号化手段とを含み、

前記シンボル変換手段から  $\pm(2^{(n+1)} - 1)$  のシンボルが出力されたとき、前記周波数偏移変調手段から出力される信号の周波数偏移は、 $\pm 0.822$  [kHz] 乃至  $\pm 0.952$  [kHz] の範囲である、ことを特徴とする移動通信システム。

5. 前記第 1 及び第 2 のベースバンドフィルタは、ナイキストフィルタである、ことを特徴とする請求項 4 に記載の移動通信システム。

6. 前記第 1 のベースバンドフィルタは、ルートレイズドコサイン (Root Raised Cosine) フィルタと、 $\text{sinc}$  フィルタと、から構成され、

前記第 2 のベースバンドフィルタは、ルートレイズドコサイン (Root Raised Cosine) フィルタと、前記  $\text{sinc}$  フィルタの逆特性を有する  $1/\text{sinc}$  フィルタと、から構成され、

前記  $\pm(2^{(n+1)} - 1)$  のシンボルの公称周波数偏移は、前記周波数偏移変調手段から出力される信号の周波数偏移の  $\pi/2\sqrt{2}$  倍の値に設定されている、ことを特徴とする請求項 4 又は 5 に記載の移動通信システム。

7. 前記第 1 及び第 2 のベースバンドフィルタは、ルートレイズドコサイン (Root Raised Cosine) フィルタから構成され、

前記  $\pm(2^{(n+1)} - 1)$  のシンボルの公称周波数偏移は、前

記周波数偏移変調手段から出力される信号の周波数偏移の  $1/\sqrt{2}$  倍の値に設定されている、ことを特徴とする請求項 4 又は 5 に記載の移動通信システム。

8. 前記第 1 のベースバンドフィルタは、レイズドコサイン (Raised Cosine) フィルタと、 $1/\text{sinc}$  フィルタと、から構成され、

前記第 2 のベースバンドフィルタは、前記  $1/\text{sinc}$  フィルタの逆特性を有する  $\text{sinc}$  フィルタから構成され、

前記  $\pm (2^{(n+1)} - 1)$  のシンボルの公称周波数偏移は、前記周波数偏移変調手段から出力される信号の周波数偏移の  $2/\pi$  倍の値に設定されている、ことを特徴とする請求項 4 又は 5 に記載の移動通信システム。

9. 多値シンボルを、毎秒 2400 シンボル伝送する速度にて、データ通信を行う移動通信システムにおける変調方法であって、

入力された多値シンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力する工程と、

入力された波形信号の振幅の大きさに応じて、出力信号の周波数を偏移させて変調する周波数偏移変調工程とを備え。

前記周波数偏移変調工程は、最大の絶対値を有するシンボルが入力されるときに、出力信号が  $0.822 \text{ [kHz]}$  ないし  $0.952 \text{ [kHz]}$  の範囲内の周波数偏移の絶対値を有するように信号処理を行うことを特徴とする変調方法。

10.  $2400 \times (n+1)$  ( $n$ : 自然数)  $[\text{bps}]$  の伝送速度で、データ通信を行う移動通信システムにおける変調方法であって、



所定データを符号化して生成された 2 値信号を  $(n+1)$  ビットずつ順次、 $(2^{(n+1)} + 1 - 2k)$  ( $1 \leq k \leq 2^{(n+1)}$ ) からなる  $2^{(n+1)}$  値のシンボルに変換して出力するシンボル変換工程と、

前記シンボル変換工程から入力されたシンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力する工程と、

入力された波形信号の振幅の大きさに応じて、出力信号の周波数を偏移させて変調する周波数偏移変調工程と含み、

前記シンボル変換工程から  $\pm(2^{(n+1)} - 1)$  のシンボルが出力されたとき、前記周波数偏移変調工程からの出力信号の周波数偏移は、 $\pm 0.822$  [kHz] 乃至  $\pm 0.952$  [kHz] の範囲である、ことを特徴とする変調方法。

11.  $2400 \times (n+1)$  ( $n$ : 自然数) [bps] の伝送速度で、データの送信を行う送信装置と、該送信装置から送信されたデータを受信する受信装置と、を備える移動通信システムにおける通信方法であって、

所定データを符号化して 2 値信号を生成する符号化工程と、

前記符号化工程により生成された 2 値信号を  $(n+1)$  ビットずつ順次、 $(2^{(n+1)} + 1 - 2k)$  ( $1 \leq k \leq 2^{(n+1)}$ ) からなる  $2^{(n+1)}$  値のシンボルに変換して出力するシンボル変換工程と、

前記シンボル変換工程から入力されたシンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力する工程と、

前記第 1 のベースバンドフィルタから入力された波形信号の振幅の大きさに応じて周波数を偏移させて変調した信号を前記受信装置

に送信する周波数偏移変調工程と、

前記送信装置から送信され、受信した信号を復調して  $2^{(n+1)}$  値信号を出力する復調工程と、

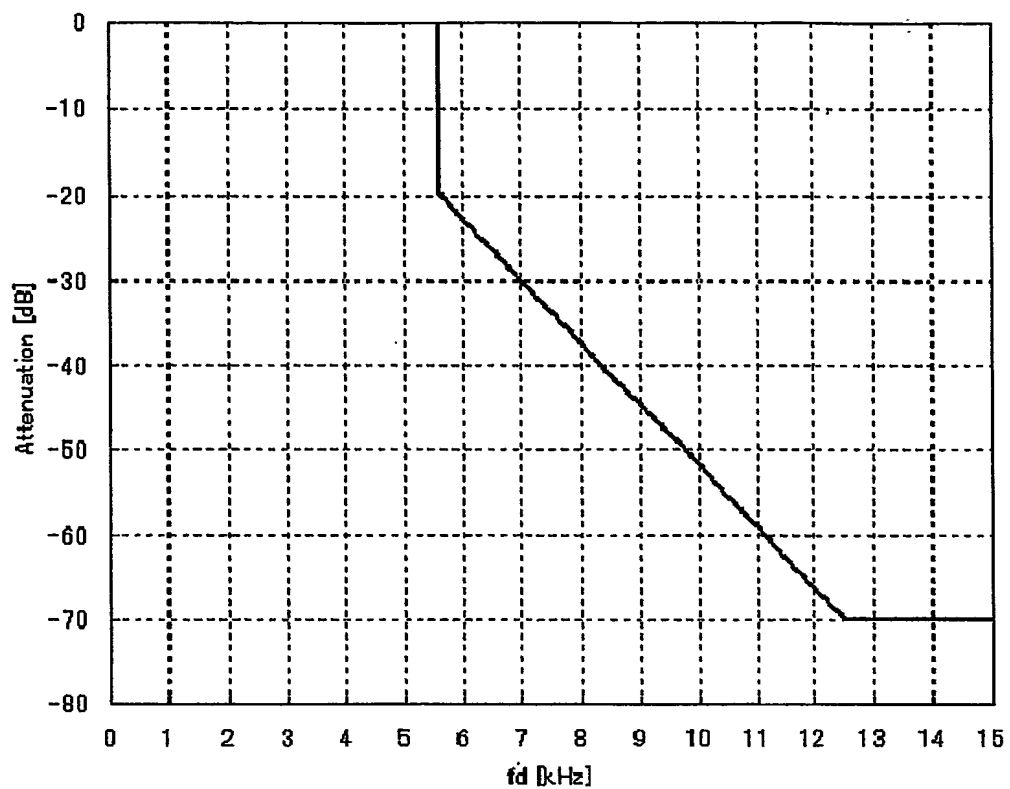
前記復調工程から出力された  $2^{(n+1)}$  値信号の不要周波数成分を遮断して出力する工程と、

入力された  $2^{(n+1)}$  値信号を  $(n+1)$  ビットの 2 値信号に順次変換して出力する 2 値信号変換工程と、

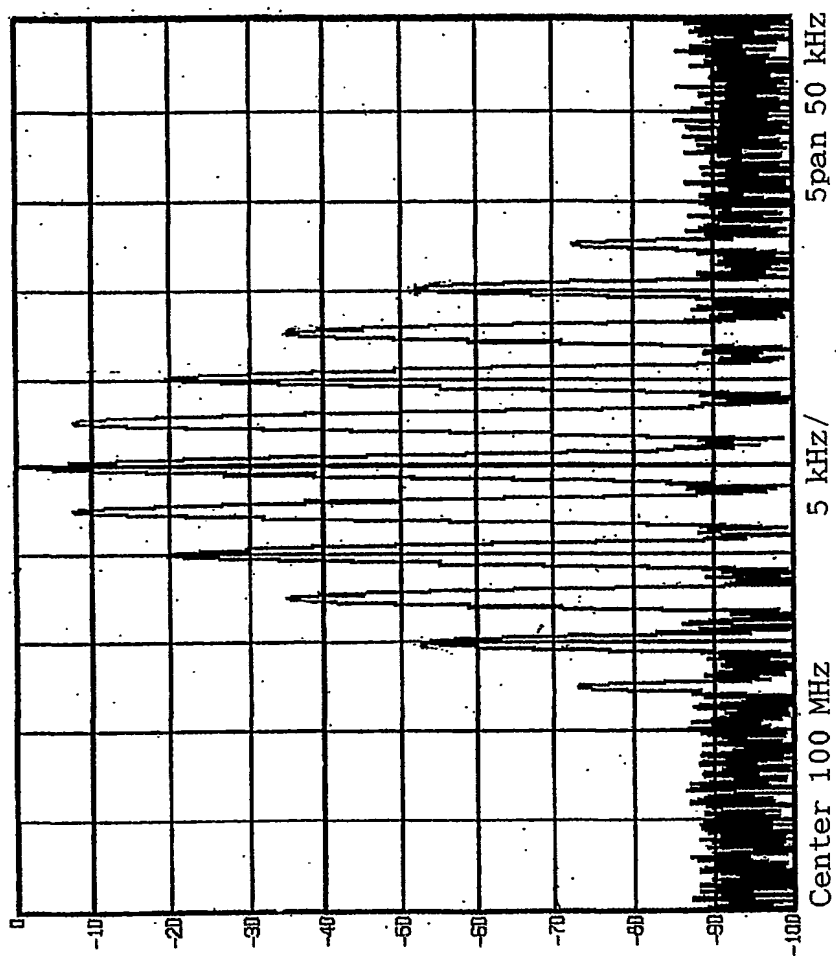
前記 2 値信号生成工程から入力された 2 値信号を復号化して前記所定データを出力する復号化工程とを含み、

前記シンボル変換工程から  $\pm (2^{(n+1)} - 1)$  のシンボルが出力されたとき、前記周波数偏移変調工程から出力される信号の周波数偏移は、 $\pm 0.822$  [kHz] 乃至  $\pm 0.952$  [kHz] の範囲内の値を有することを特徴とする通信方法。

第1図

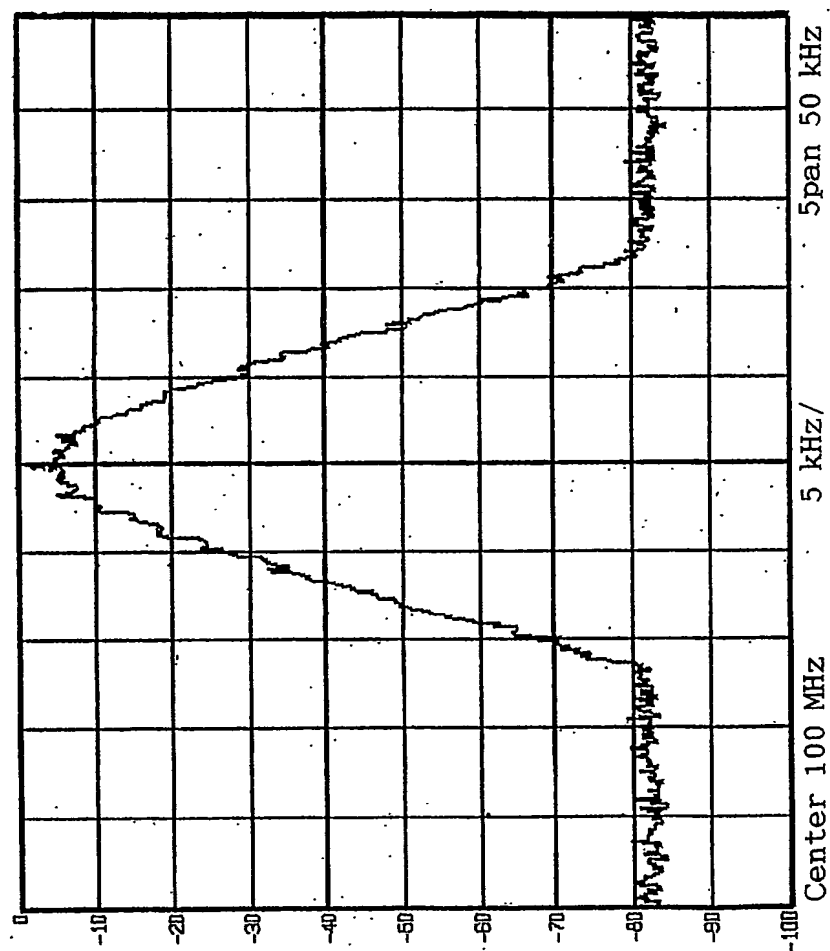


第2図



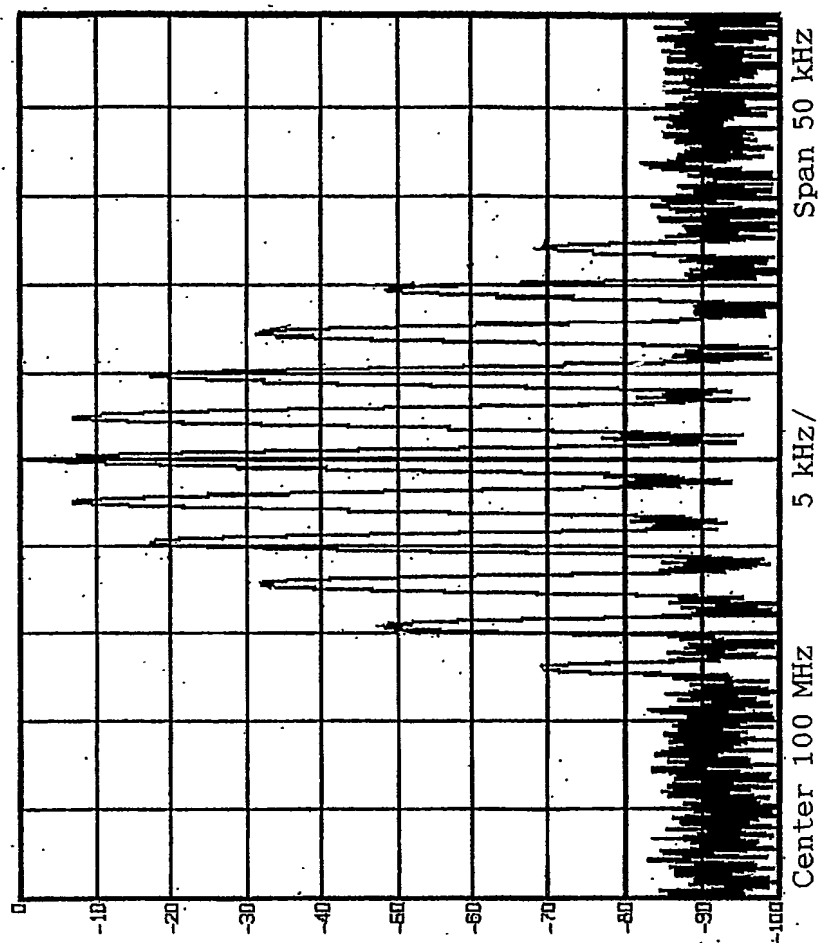
3/19

第3図

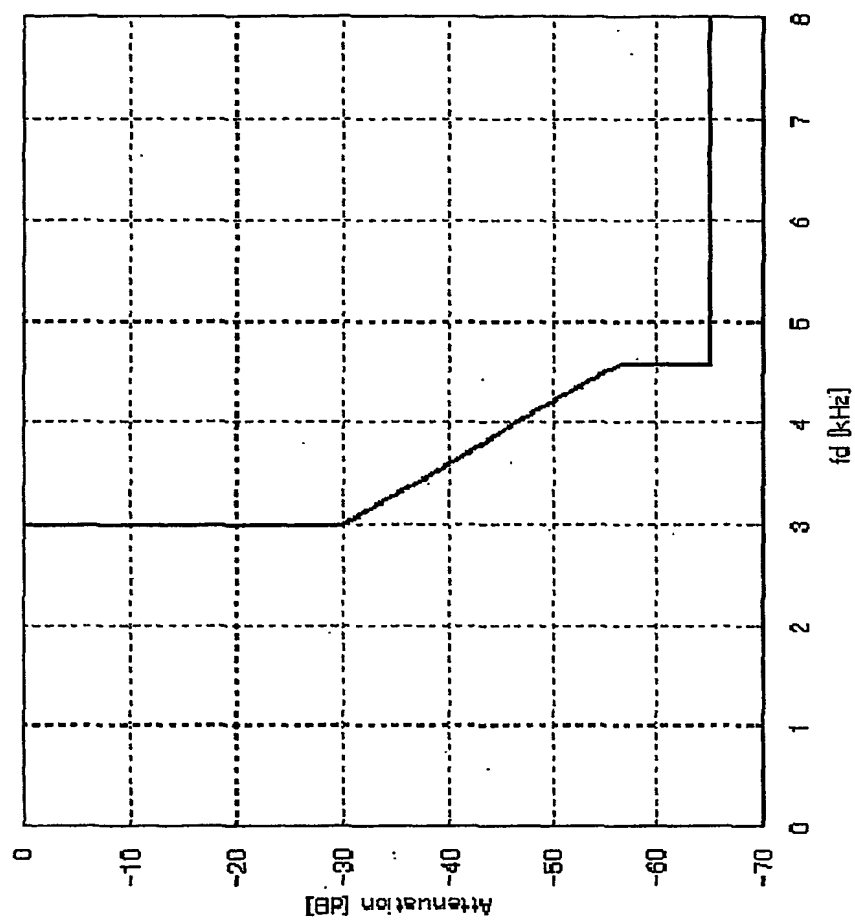


.4/19

第4図

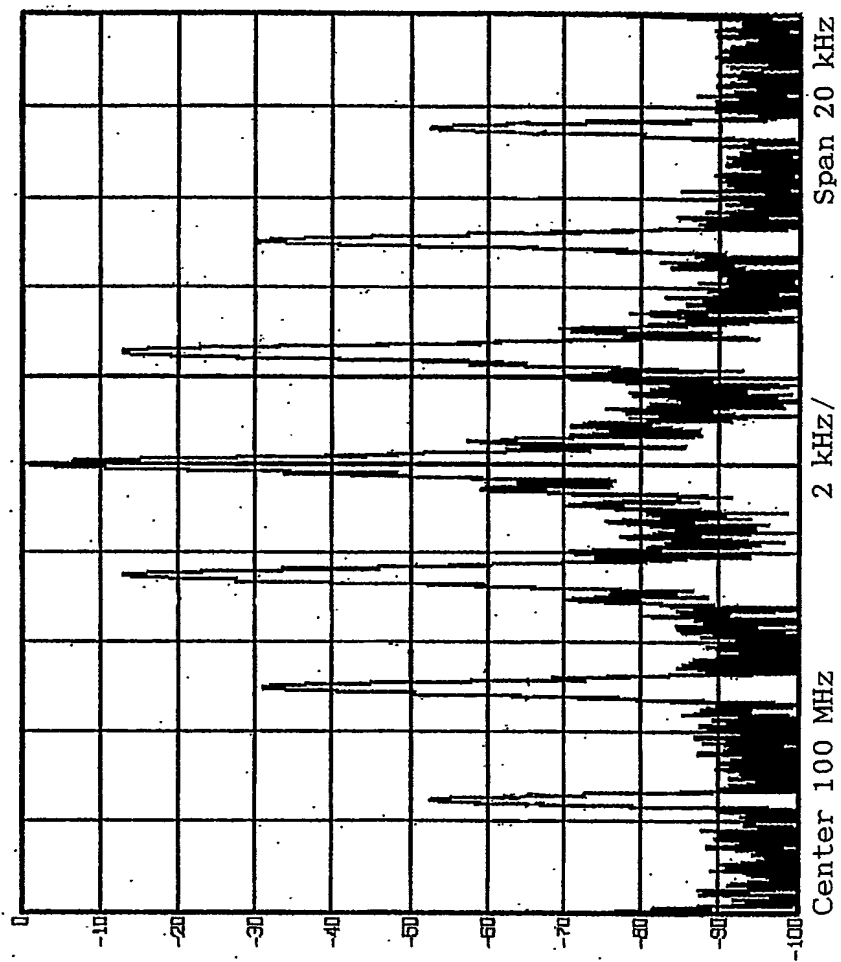


第5図



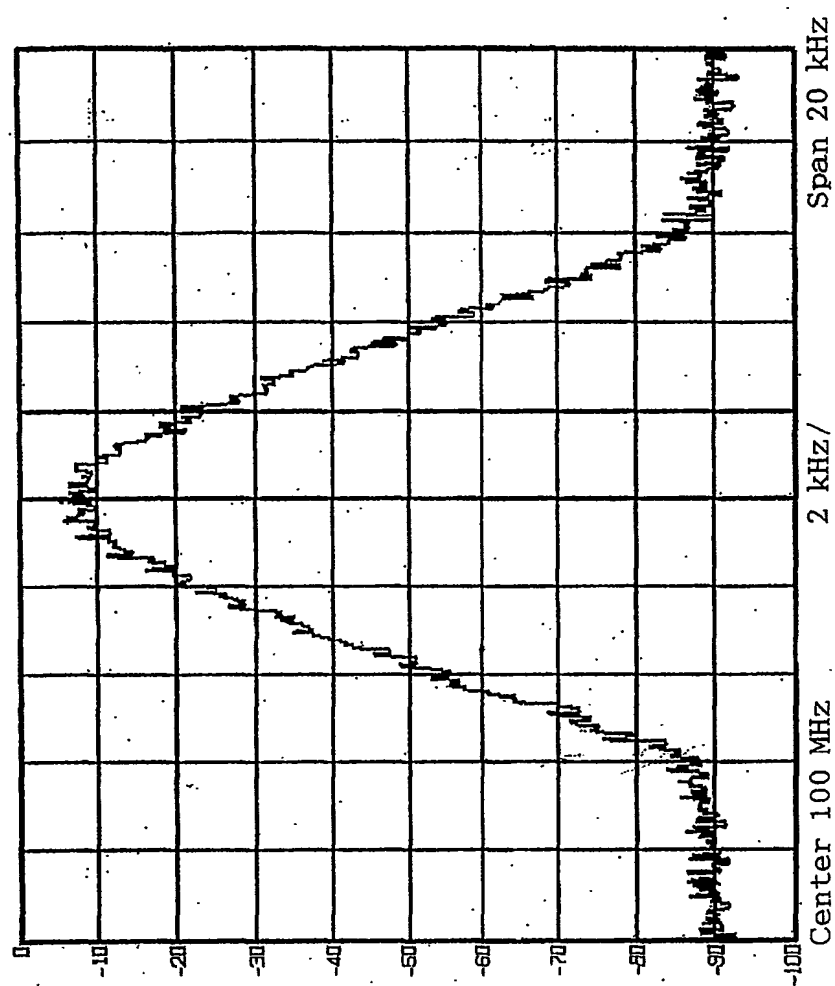
6/19

第6図



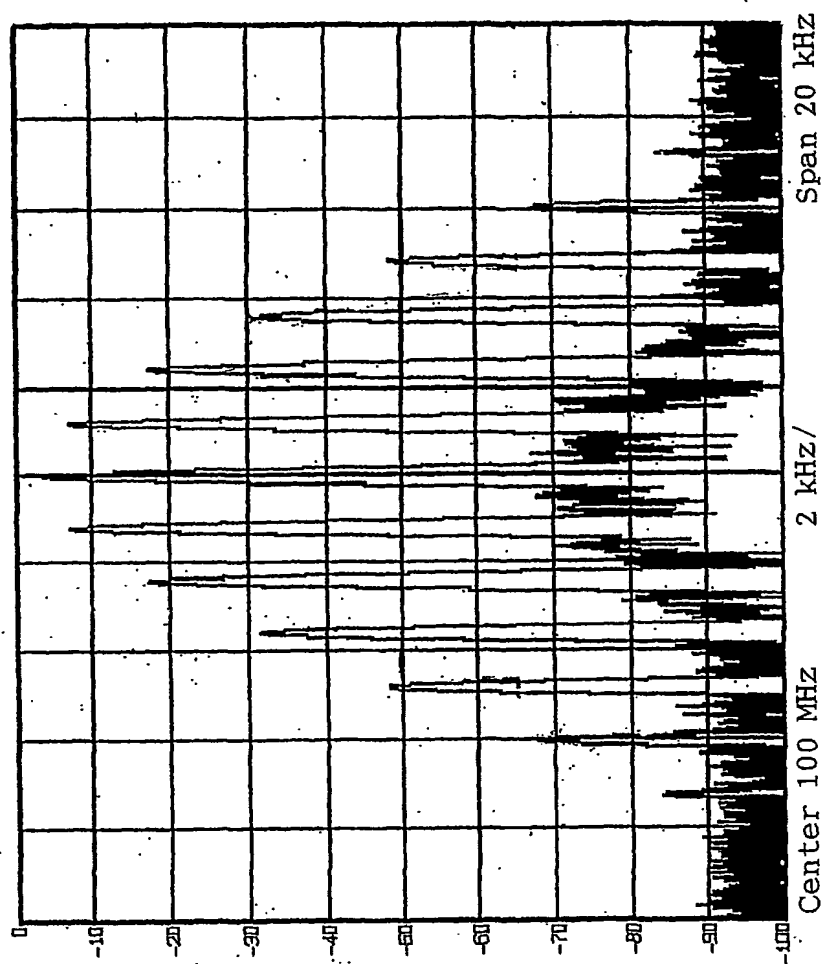


第7図



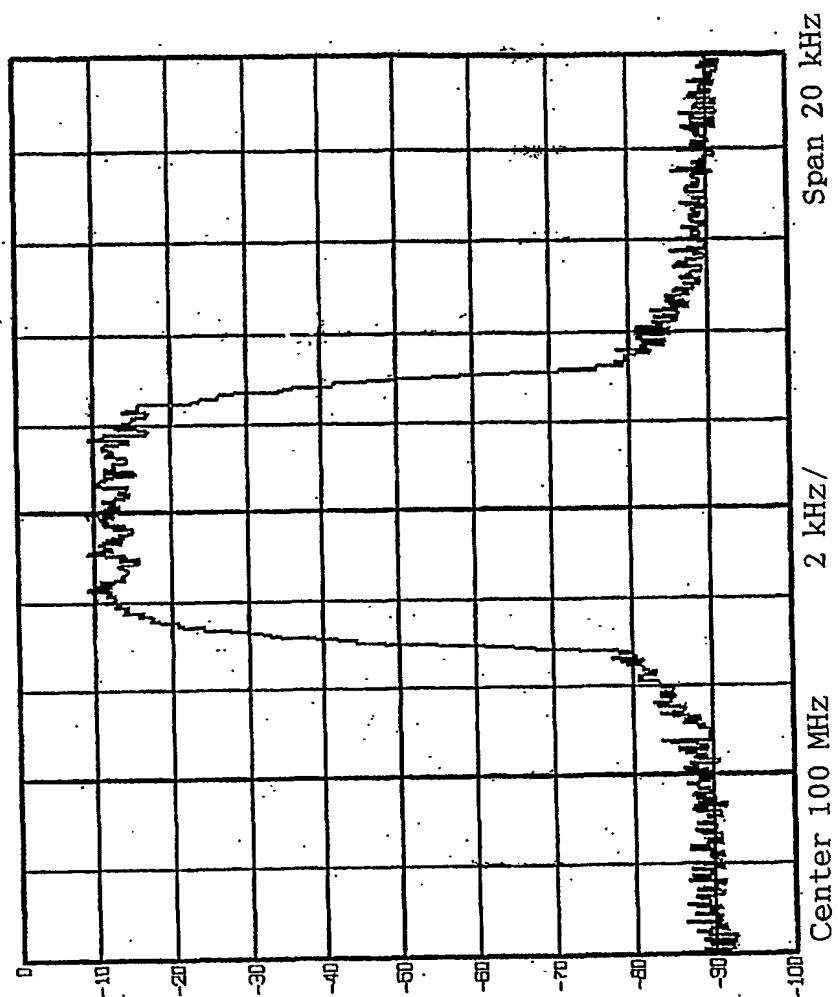
8/19

第8図



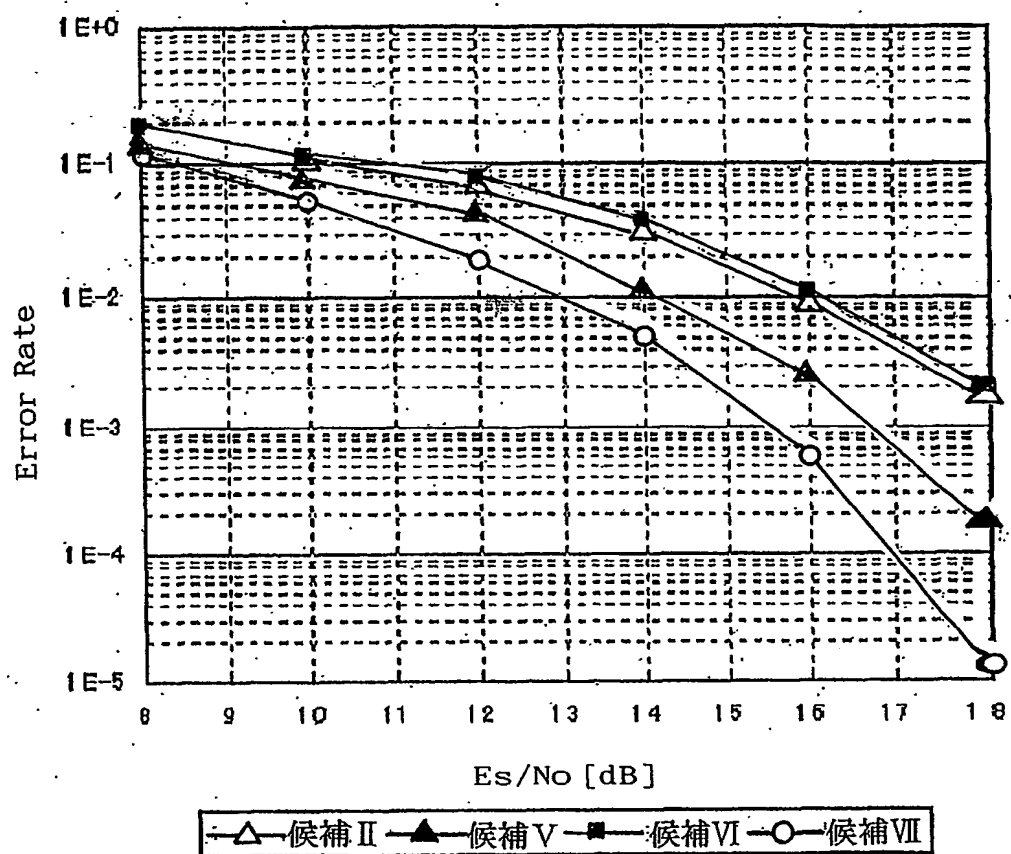
9/19

第9図



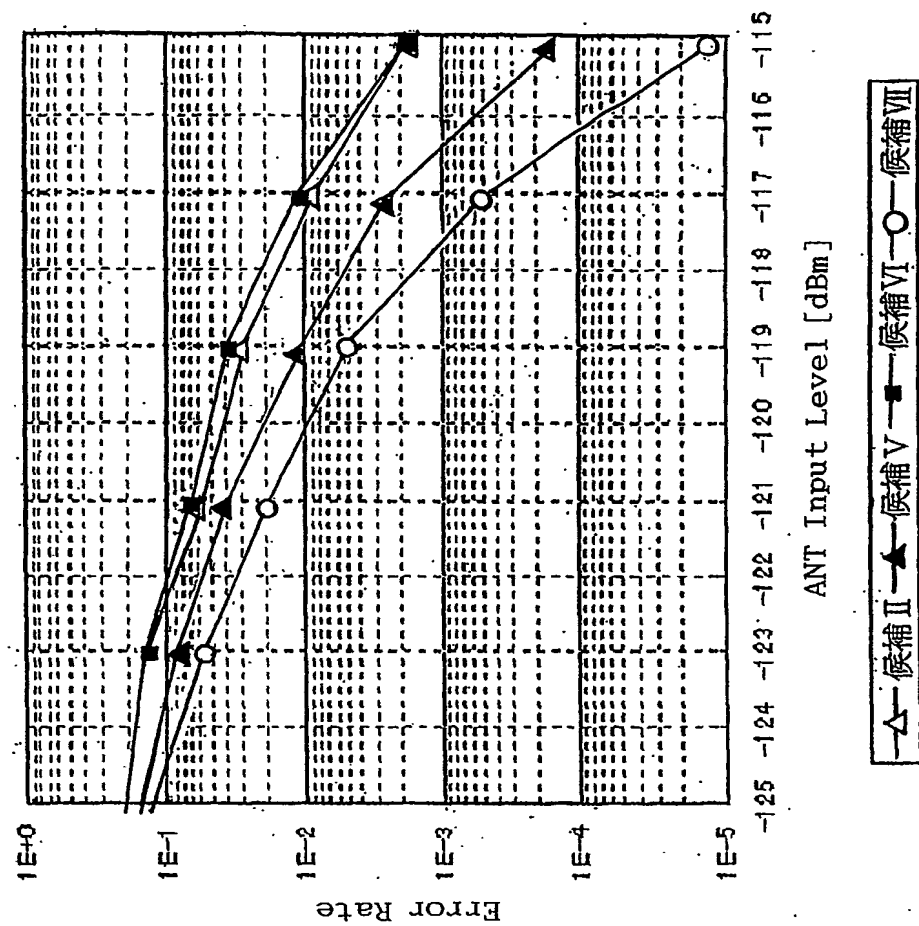
10/19

第10図

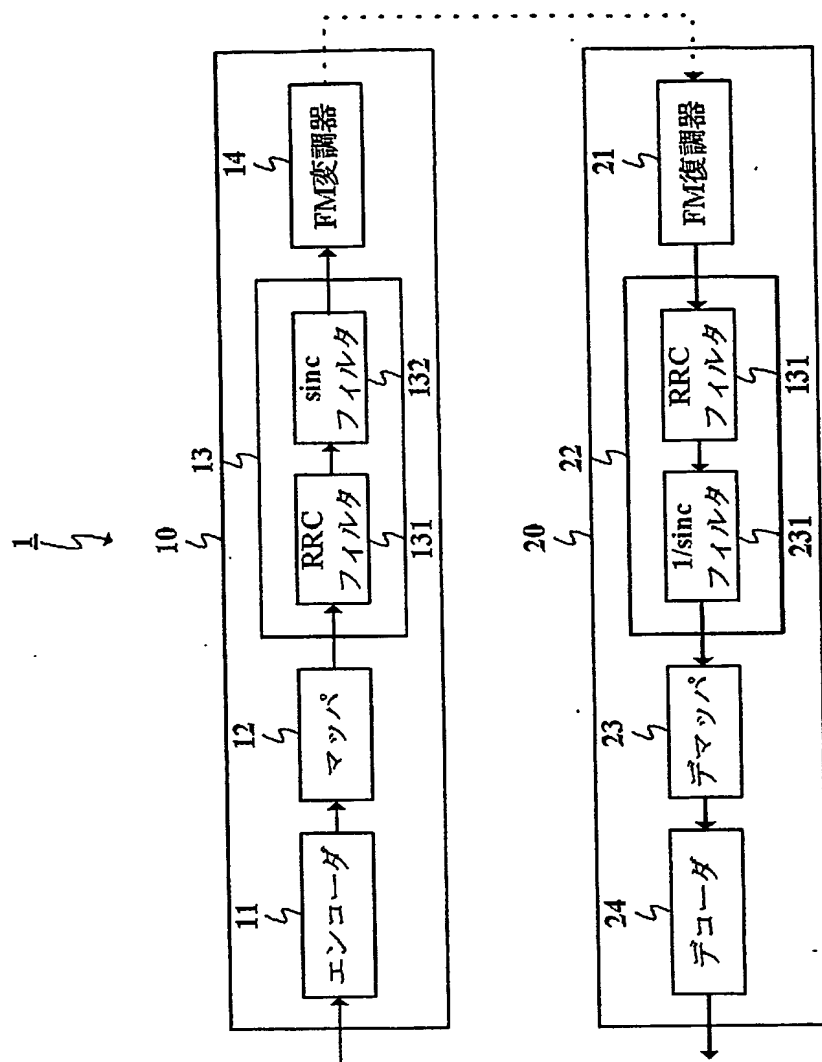


11/19

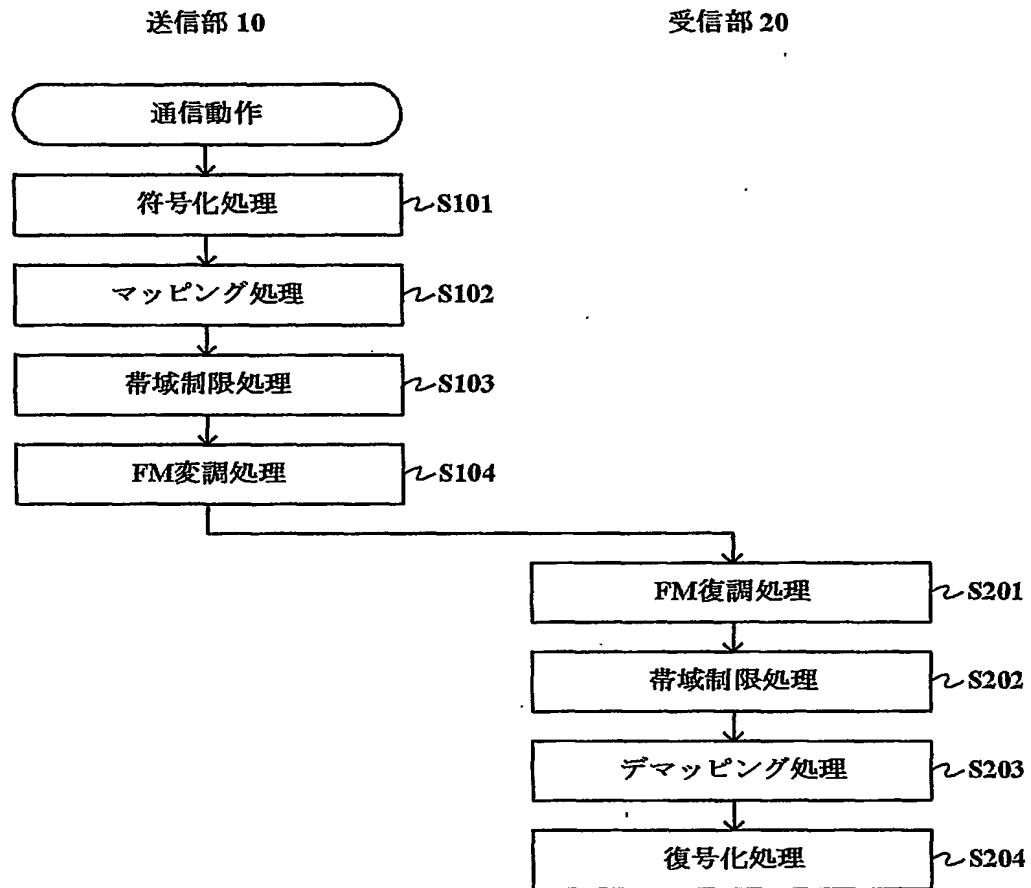
第11図



第12図

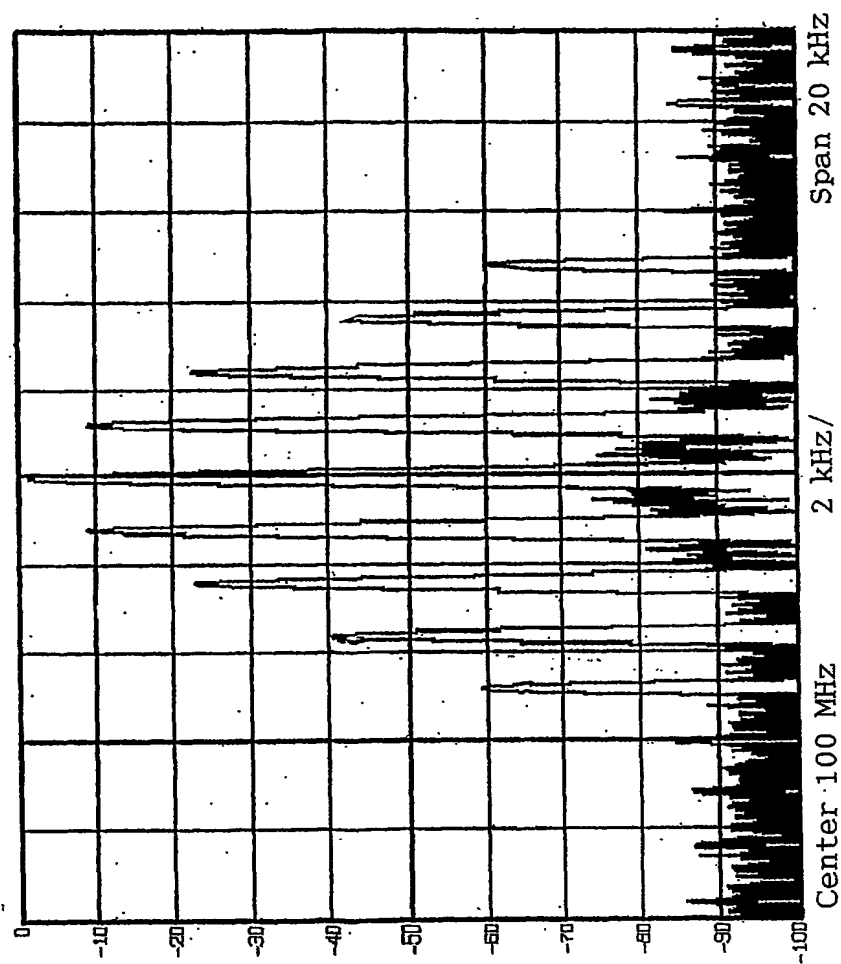


第13図



14/19

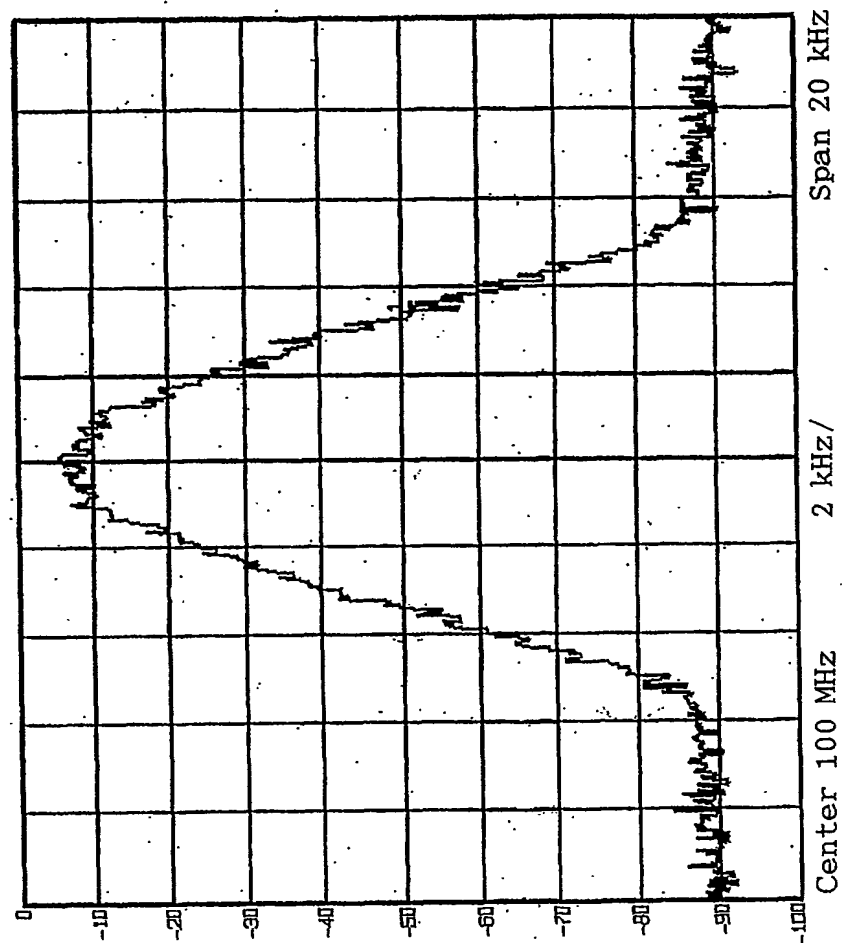
第14図



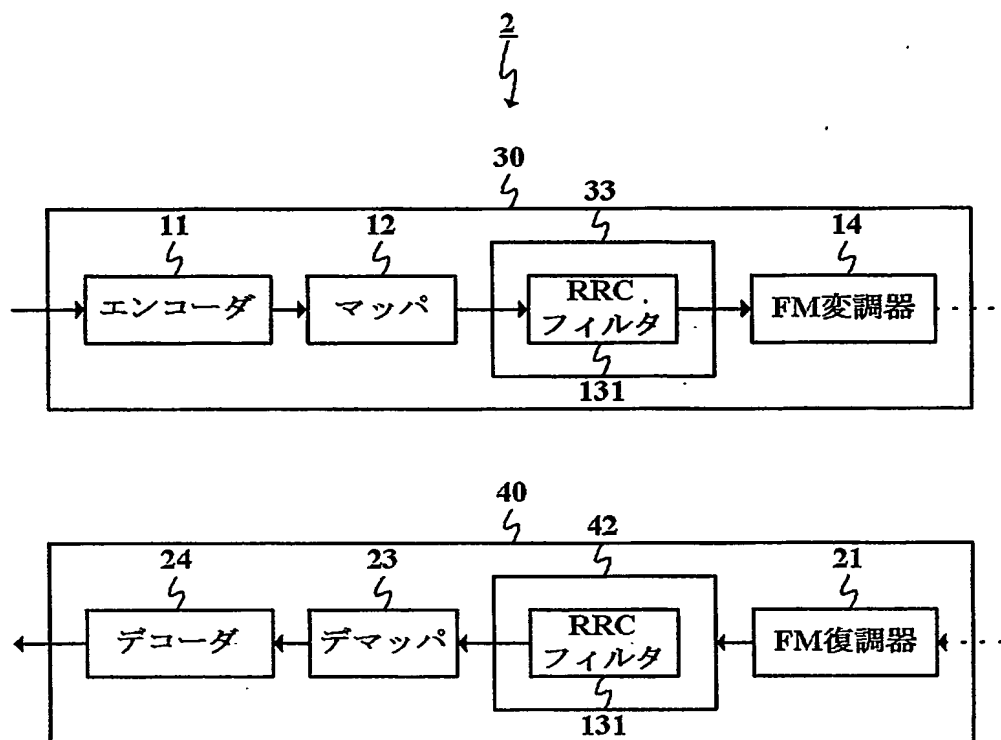


15/19

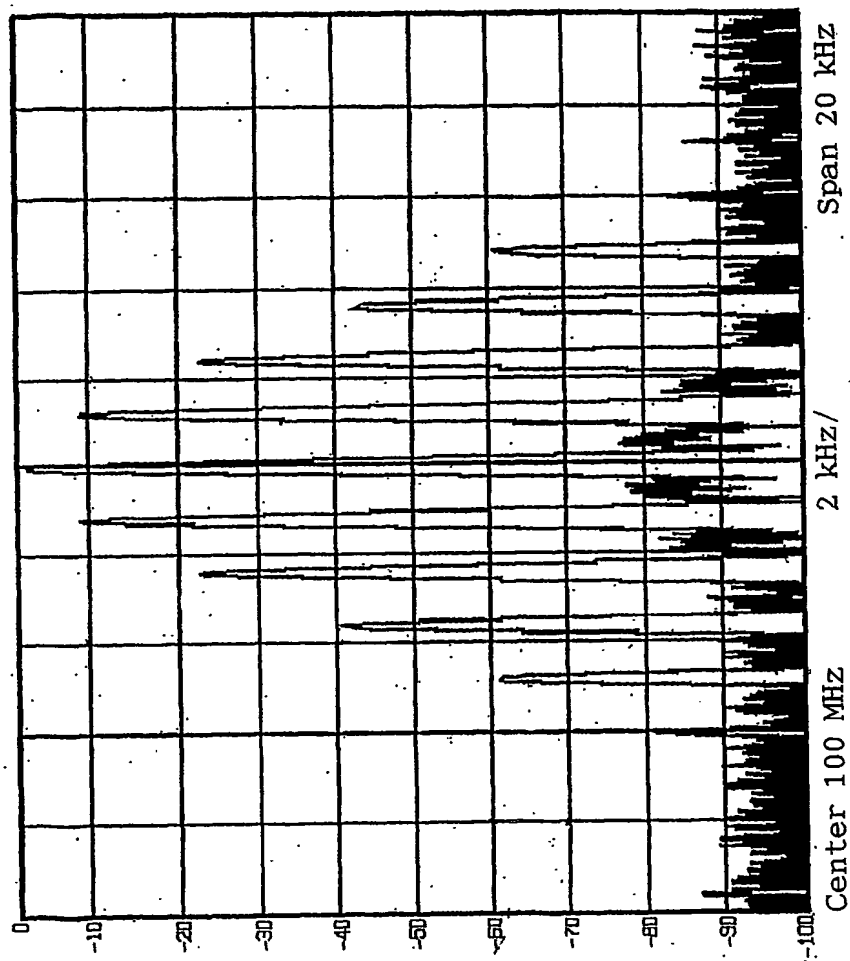
第1.5図



第16図

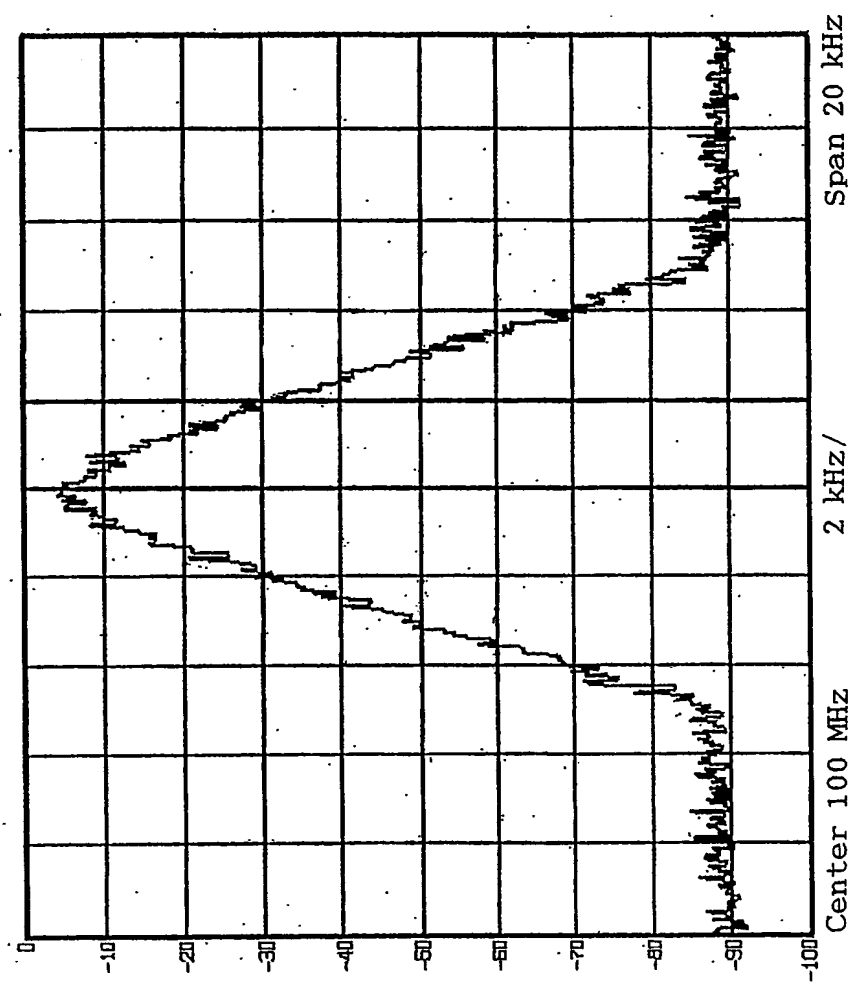


第17図

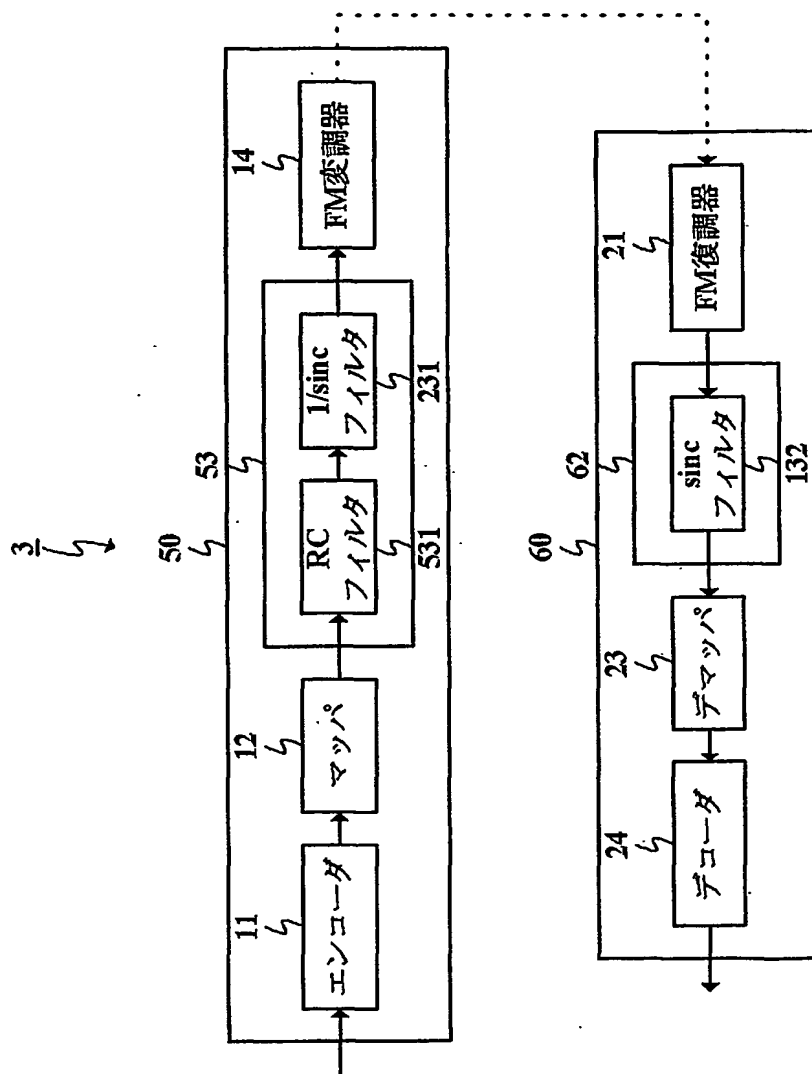


18/19

第18図



第19図



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/016620

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
Int.Cl<sup>7</sup> H04L27/12

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
Int.Cl<sup>7</sup> H04L27/00-27/38

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched  
Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2005  
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2005 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2005

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 7-177183 A (Philips Electronics N.V.), 14 July, 1995 (14.07.95), Par. Nos. [0019] to [0022]; Fig. 2 & EP 0644677 A1 & US 5761243 A1 & DE 69430284 T & BE 1007528 A	1-11
A	JP 6-252971 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 09 September, 1994 (09.09.94), Full text; all drawings (Family: none)	3, 5-8
A	JP 2002-111754 A (Toshiba Corp.), 12 April, 2002 (12.04.02), Par. Nos. [0066] to [0070]; Fig. 5 (Family: none)	1-11

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

\* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search  
25 January, 2005 (25.01.05)

Date of mailing of the international search report  
08 February, 2005 (08.02.05)

Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/016620

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2003-87341 A (Anritsu Corp.), 20 March, 2003 (20.03.03), Par. No. [0053] (Family: none)	1-11
A	JP 8-237313 A (Oki Electric Industry Co., Ltd.), 13 September, 1996 (13.09.96), Par. No. [0027] (Family: none)	1-11

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC)) Int. Cl. <sup>7</sup> H04L 27/12			
B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC)) Int. Cl. <sup>7</sup> H04L 27/00 - 27/38			
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの 日本国実用新案公報 1922-1996年 日本国公開実用新案公報 1971-2005年 日本国実用新案登録公報 1996-2005年 日本国登録実用新案公報 1994-2005年			
国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)			
C. 関連すると認められる文献			
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号	
A	JP 7-177183 A (フィリップス エレクトロニクス ネムローゼ フェノールシャップ) 1995. 07. 14, 段落番号【0019】 - 【0022】, 【図2】 & EP 0644677 A1 & US 5761243 A1 & DE 69430284 T & BE 1007528 A	1-11	
A	JP 6-252971 A (松下電器産業株式会社) 1994. 09. 09, 全文, 全図 (ファミリーなし)	3, 5-8	
A	JP 2002-111754 A (株式会社東芝) 2002. 04. 12, 段落番号【0066】 - 【0070】, 【図5】 (ファミリーなし)	1-11	
<input checked="" type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。			
* 引用文献のカテゴリー 「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの 「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す) 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願 の日の後に公表された文献 「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」 同一パテントファミリー文献			
国際調査を完了した日 25. 01. 2005		国際調査報告の発送日 08.02.2005	
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/J P) 郵便番号 100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号		特許庁審査官 (権限のある職員)	5 K 8 6 2 5
		電話番号 03-3581-1101	内線 3555



C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 2003-87341 A (アンリツ株式会社)2003. 03. 20, . 段落番号【0053】 (ファミリーなし)	1-11
A	JP 8-237313 A (沖電気工業株式会社)1996. 09. 13, 段落番号【0027】 (ファミリーなし)	1-11